

国际信息工程先进技术译丛

CRC Press
Taylor & Francis Group

自主式传感器系统的能量收集——设计、分析以及实践应用

Energy Harvesting Autonomous Sensor Systems: Design, Analysis, and Practical Implementation

（新加坡）Yen Kheng Tan 著

薛建彬 和燕宁 等译



机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS

国际信息工程先进技术译丛

自主式传感器系统的能量收集——设计、分析以及实践应用

（新加坡）Yen Kheng Tan 著

薛建彬 和燕宁 等译



机械工业出版社

Energy Harvesting Autonomous Sensor Systems: Design, Analysis, and Practical Implementation/by Yen Kheng Tan/ISBN: 978-1-4398-9273-2.

图书在版编目（CIP）数据

自主式传感器系统的能量收集：设计、分析以及实践应用/（新加坡）恩肯檀著；薛建彬等译. —北京：机械工业出版社，2014.4
（国际信息工程先进技术译丛）
书名原文：Energy harvesting autonomous sensor systems
ISBN 978-7-111-46089-3

Ⅰ.①自… Ⅱ.①恩…②薛… Ⅲ.①传感器－能－收集 Ⅳ.①TP212

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2014）第 044234 号

机械工业出版社（北京市百万庄大街 22 号 邮政编码 100037）
策划编辑：顾 谦 责任编辑：顾 谦
版式设计：霍永明 责任校对：申春香
封面设计：马精明 责任印制：李 洋
三河市国英印务有限公司印刷
2014 年 4 月第 1 版第 1 次印刷
169mm×239mm · 13 印张 · 245 千字
0001—3000 册
标准书号：ISBN 978-7-111-46089-3
定价：59.90 元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

电话服务	网络服务
社服务中心：(010)88361066	教材网：http://www.cmpedu.com
销售一部：(010)68326294	机工官网：http://www.cmpbook.com
销售二部：(010)88379649	机工官博：http://weibo.com/cmp1952
读者购书热线：(010)88379203	**封面无防伪标均为盗版**

随着现代通信技术、无线传感器技术以及高度集成的微电子技术的飞速发展，无线传感器网络（WSN）已经获得广泛的关注。通过促进对物理环境的监视和控制，尤其是一些边远地区，WSN 显示出了它的优越性。无线传感器的出现是有线传感器的重大突破，大大减少了固定通信电缆以及相关安装及维护的费用。对于工程系统的实时信息要求，如从智能控制系统的建立到医疗卫生系统、环境控制系统等，WSN 的应用是很宽泛的。

本书全面介绍了本书研究的背景知识，说明了这项研究的目的并明确了无线传感器节点的供电问题；讨论了风能收集（WEH）、热能收集（TEH）两种类型，基于压电的振动能量收集（VEH）系统，WEH 和太阳能收集（SHE）两种混合能源收集（HEH）方法；证明了一种通过 WPT 机制为低功率的电子设备远程供电的备选方式等各个方面的技术信息。作为一门复杂技术领域的高级专著，通过本书的学习可以使读者掌握自主传感器系统的能量收集方面的设计、分析以及实践应用的基础理论知识和基本技能。

本书内容极其丰富，可以作为信息工程等相关专业学生学习传感器技术的自学参考书，也适合作为信息类专业的教材和相关人士自修提高用书。

译 者 序

本书的目的在于告诉读者如何通过进一步优化分析，去设计并实践应用各种各样类型的自主式传感器系统。在无线传感器网络（WSN）的许多应用中，传感器部署的传感区域的环境条件往往是变化多端的。能源也具有间歇性和波动性，而无线传感器节点的运行需要一种恒定的电功率源，因此本书的重点之一是设计足够的功率管理电路，为能源收集（EH）机制和传感器节点之间提供一个恰当的匹配。

在WSN中大量的自主传感器节点由电池提供电能，这些电池对于节点的操作是必需的。电池占据了整个节点尺寸的显著部分和整个系统的大部分重量，而且它们也是系统中最弱的连接和最昂贵的部分。电池自身的维护（如电池的更换或再充电），也是另外一个要考虑的重要因素。当成百上千个传感器节点工作时，所需要的电池数也很可观，这成为了WSN的一个严重局限。

无线传感器“忘记部署”特点的主要阻碍在于它们有限的存储容量以及不可预测的电池寿命。为了克服这些问题，能量收集/采集技术从各种各样的能源中收集/采集能量，并将它们转化为电能供电池充电，该技术已成为一种非常有前景的技术。随着微电子技术的飞速发展，传感器节点的电源需求从几十毫瓦一直降低到几十微瓦。从传统的仅依赖于电池的WSN转变为真正自主且可持续发展的能源收集的WSN，能源收集技术为这一范式转变铺平了道路。在本书中调查并研究了不同类型的能源收集系统和它们主要的组成部分、功率管理电路、能量存储设备和无线传感器节点。

本书提出了两种类型的小型风能收集（WEH）系统：①使用风力发电机（WTG）的直接WEH方法；②使用压电材料的间接WEH方法。提供了风能转换机制详细的分析和特征。基于WEH机制获得的特性，设计的功率管理单元需要注意在WSN中无线传感器节点的两种WEH机制在环境条件下的运行动态变化，比如不同的风速。因为绝大多数的传统最大功率点跟踪（MPPT）算法不再适合用于WTG，针对MPPT已经介绍了一种仿真电阻或阻抗匹配机制。此外，使用金属—氧化物—半导体场效应晶体管替换二极管设计出一个交流—直流交替的有源整流器，用于整流WTG在低速的风力条件下产生的低幅度的交流（AC）电压。已经开发的WEH系统原型来验证该系统的性能。

本书介绍了一种热能收集（TEH）系统，应用于可能无法使用风能的地区。TEH机制中有一个微型的热电发电机（TEG），已经设计的TEG用来从热源收集

热能。TEH 机制开发了一个等效电路模型，基于这个等效模型，介绍了 TEH 机制的热电分析。因为发现 TEH 机制的特征与 WTG 相似，开发了基于仿真电阻器的 MPPT，它可以使用很少的控制电路自然地跟踪 TEH 机制的最大功率点（MPP）。

已经开发的无电池和无线远程控制器以无线方式控制家用电器的开关，如电灯和风扇。本书提出了两种类型基于压电的振动能量收集（VEH）系统，用于收集人类按下按钮或开关的冲击力。对 VEH 机制的性能进行详细地理解和表征。由于收集的功率低于无线射频发射机消耗的功率，因此需要执行能源管理电路。首先，将 VEH 机制收集的能量积累和存储在电容器中，直到有足够的存储能量为射频发射机供电为止；然后发射机通电。

对于一些 WSN 的应用，需要使用多个能源。本书提出了一种 WEH 和太阳能收集（SHE）的混合机制延长无线传感器节点的使用寿命。混合能源收集（HEH）系统用来同时收集这两个能源的能量，关于 MPP 的操作，WEH 子系统使用仿真电阻技术，而 SHE 子系统则采用恒定电压技术。HEH 的另一个研究提出室内环境光的混合 TEH 系统。将不同特性的能源直接相连。从 HEH 机制的角度，对它们之间的关系进行详细地分析，验证阻抗不匹配的问题不会影响功率达到最大值。本书研发了一种功率管理电路，以适应从两个能源中收集的输出功率。

本书为低功率电子设备提出了两种远程充电方式。一种已经研究的电磁感应方法能够将电功率沿着电源线以无线方式传输到传感器节点。基于无线射频发射机和电磁能量收集器的电功率要求，设计出了一种电磁感应系统并成功地应用。提出了运行在其电磁共振上的另一种无线功率传输（WPT）机制，即进一步延长了无线功率的传输距离。提供了 WPT 机制详细的理论分析，并通过仿真结果进行验证，WPT 机制的优化设计极大地提高了 WPT 的距离、效率以及形状系数。

本书研究并分析了各种类型的 EH 系统和它们各自的主要组成部分，即能量收集器（源）、功率管理电路、能量存储设备以及无线传感器节点（负载）。这些 EH 系统的设计和优化满足了目标应用的要求，作为概念证明落实到硬件原型中。

本书由薛建彬、和燕宁组织翻译，何凤婕、文兵、魏素盼、陈一鸣、王丹、张振华、何剑、王文华、张婷、杨阳、马维俊、张玺君、晏燕及其他兰州理工大学计算机与通信学院老师和研究生共同完成了本书的翻译工作，在此一并感谢。

译者在翻译过程中，对原书存在的一些错误进行了注释，以便读者参考学习正确的知识。如果书中仍然存在疏忽与错误之处，恳请读者批评指正。

译　者

原书前言

关于本书

随着无线通信技术、传感器、驱动器以及高度集成的微电子技术的飞速发展，无线传感器网络（WSN）备受关注。通过对物理环境的监测和控制，尤其是一些偏远地区，这里的物理环境通常是指人为难以到达或很危险的地区，WSN 显示出了独特的优越性。WSN 的出现是有线传感器的重大突破，大大减少了电路通信电缆以及相关安装及维护的费用。针对工程系统的实时信息要求，WSN 的应用是非常宽泛的，如从智能控制系统到医疗卫生系统、环境控制系统等。随着硬件电路变得既便宜又小型化，出现了越来越多的 WSN 应用，特别是这些小型的无线传感器节点为电子系统提供了机遇，为了实现"忘记部署(deploy-and-forget)"的场景，将这些小型的无线传感器节点悄无声息地嵌入了日常用品中。

在 WSN 中大量的自主式传感器节点由电池提供电能，而这些电池对于节点的运行是必需的。电池占据了整个节点尺寸的显著部分和整个系统的大部分重量，而且它们也是系统中最薄弱的连接和最昂贵的部分。电池自身的维护，如电池的更换或再充电，也是另外一个要考虑的重要因素。当成百上千个传感器节点工作时，所需要的电池数也很可观，这成为 WSN 的一个很严重的局限。目前已报道的电池存储的最高电能是 $3.78kJ/cm^3$[1]，这意味着一个超低功率的体积为 $1cm^3$ 的小型无线传感器节点工作 10 年平均消耗的电能为 $100\mu W$，它需要体积为 $10cm^3$ 的电池。因此，能量供给是传感器节点寿命的主要瓶颈之一，而能量也受限于电池的尺寸。

WSN"忘记部署"的特点其主要缺陷在于有限的存储容量以及不可预测的电池寿命。为了克服这些问题，能量收集（EH）/采集技术从各种不同的能源中收集/采集能量，并将它们转化为电能为电池充电，该技术已成为一种非常有前景的技术。随着微电子技术的飞速发展，传感器节点的功率需求从几十毫瓦一直降低到几十微瓦。从传统的仅依赖于电池的 WSN 转变为真正自主且可再生能源收集的无线传感器网络（EH-WSN），能源收集技术为这一范式转变铺平了道路。在本书中调查并研究了不同类型的 EH 系统和它们主要的组成部分［例如能量收集器（源）、功率管理电路、能量存储设备和无线传感器节点（负载)］。基于风能收集（WEH）、热能收集（TEH）、振动能量收集（VEH）、太阳能收集(SEH)、混合能量收集（HEH)、磁能收集（MEH)，这些 EH 系统设计符合周

围环境和事件/任务的需求，然后落实到硬件原型并对其概念进行证明。为了优化这些EH系统，介绍了一些不同类型的基于电功率的管理电路，例如有源交流-直流（AC-DC）转换器、具有最大功率点跟踪（MPPT）的DC-DC转换器、能量存储和锁存电路。

与任何常见的可再生能源一样，WEH针对于较高功率（大于几兆瓦）的应用做了广泛的研究。然而相关文献关于小型WEH所作的研究并不多，这些小规模的WEH通常用在功率较小的无线传感器中。小型WEH系统具有输出电压幅度低和所收集的功率较低的问题，因此它们严重限制了WEH无线传感器节点的电路设计。为了克服上述问题，有必要提出一种优化的WEH系统。优化的WEH系统适用于超低功率管理电路，其具有两个明显的特征：①使用金属—氧化物—半导体场效应晶体管（MOSFET）的有源整流器，用于整流风力发电机（WTG）在低风速条件下产生的较低幅度的交流电压；②DC-AC升压转换器与仿真电阻算法在不同的风速条件下以执行MPPT机制。与传统的二极管桥式整流器相比，由于每对MOSFET的通态电压降（从0.6V下降到0.15V）明显下降，则有源整流器的效率从40%增加到70%。实施基于仿真电阻的低功率微控制器与闭环电阻反馈控制以确保电源和负载之间的阻抗匹配，从而提高功率转化的效率。从获得的实验结果得出，优化的WEH系统在平均风速为3.62m/s时收集的电功率平均值是7.86mW，这几乎是传统的不采用MPPT的EH系统的4倍。

由于应用中受到空间的限制，WEH系统要求尽可能小且携带方便，像这种传统的、大型的且体积庞大的WTG已经不再适合。同样地，提出了一种新的方法收集风能，即采用压电材料—锆钛酸铅（PZT）。PZT整体与WTG相比，它的尺寸非常小。基于压电的风能收集器收集的能源首先积累并存储到电容器中，直到存储的能量足以供给传感器节点为止；然后启动触发信号，将电容器存储的能量释放到风速传感器节点中。实验结果显示，存储的917μJ电能用于暴风检测系统以检测风速是否超过特定门限值6.7m/s而发出早期警报。

在一些地方风能并不是必需的。目前，从具有低温差的环境热源中收集能量（即TEH）受到了广泛关注，但是由于温度的波动性，导致TEH具有能量转换效率低、不一致性、较低的输出功率和成本高的挑战。为了补充THE机制，提出了一种高效的功率管理电路使得热能到与之相连接负载的功率传输最大化，这对于大范围的运行环境是适宜的。在这项研究中，为优化的THE机制介绍DC-DC降压转换器与基于仿真电阻的最大功率点跟踪（MPPT）器，以此维持无线传感器节点的运行。从实验测试的结果可以得出，由优化的THE系统在平均温差为20K的条件下收集的电功率平均值是629μW，这几乎比传统的不使用MPPT机制的EH方法足足提高了两倍。

在住宅楼和工业建筑里布线和墙上安装控制开关成为了一件麻烦事，而且会

产生较高的安装成本。随着时间的推移，重新布线也可能产生电缆故障。为了克服这个问题，介绍一种无电池和无线远程控制器，即用无线的方式控制电子装置，如电灯和风扇的开/关。在这项研究中介绍了两种类型的基于压电的VEH系统，用它们收集人类按下按钮或开关的冲击力：①压电按钮点火器；②预应力压电隔膜材料，将产生的电能存储在电容器中。一旦收集到足够的能源，就为无电池且无线的远程控制器的运行供电。

EH系统本身具有固有的缺点，即环境能源的间歇性。由于在很长一段时间内环境能源的不可用性，使得无线传感器节点运行的可靠性受到影响。为了增加无线传感器节点运行的可靠性，研究了两种类型的HEH方法。已经提出的WEH和SHE混合机制能够同时收集这两种能源，从而大大延长了传感器节点的寿命。但是将这两个不同特性的能源结合在一起时，必然产生两个不同源和负载之间的阻抗不匹配问题。因此，每个能源都有自己的功率管理单元，在各自的MPP上运行。WEH子系统使用仿真电阻技术，而SHE子系统运行时使用恒定电压技术。实验结果显示，在平均风速为4m/s以及平均太阳辐射照度为80W/m^2的条件下，优化的HEH系统收集的平均电功率是22.5mW，这几乎高于基于单独风能的3倍。

在HEH的其他研究中，提出将室内环境光与从两个能源收集的输出功率相结合，并使用一个功率管理电路的THE机制，从而延长无线传感器节点的寿命。针对多个能源，通过避免单个功率管理电路的使用，使得HEH系统的组件数量减少，因此系统的形状系数、成本、功率损耗降低。将基于高效的微处理器的超低功率管理电路与基于恒定参考电压的MPPT在闭环电压反馈控制上同时实施，在宽泛的运行环境下，以确保邻近的最大功率从两个能源到与其相关的负载上传输。从实验结果可以看出，优化的HEH系统在平均室内太阳辐照度为1010lx和热梯度为10K的情况下，收集的平均电功率是621μW，这几乎是传统的基于单独风能所获得功率的3倍。

除了EH，本项研究也证明了另一种方法，即通过无线功率传输（WPT）机制为低功率的电子设备供电。WPT机制采用电感耦合的概念（即收集杂散磁场的能量，无需任何物理连接，在电源线上传输电功率），在电源线上的交流电压和电流分别是230V和1~4A。实验结果显示，磁能收集器能够从电源线上收集685μJ的电能为射频发射机供电，该发射机以无线方式发送10个12位数字编码数据包到远程基站。为了延长WPT的距离，证明自谐振线圈以一种强耦合方式运行。实验结果显示，WPT系统输出的功率是1W，效率为51%，可以为相距20cm的小灯泡供电。

直到这个阶段，提出的EH原型概念已经得到证明。研究EH系统在无线传感器供电过程中的特性，并在实验室用不同的运行环境对其进行测试。此外，根

据它们的设计应用进一步对EH原型进行优化，然而现实中部署区域的环境条件并不像实验室那样理想。因此，在未来的工作中，EH研究的下一阶段将其实施到一系列的具体应用中，试图评估出EH系统在很长一段时间内现实部署环境下的性能。为了EH机制的成功应用，将介绍关于能源损耗的整体系统的优化，包括WSN在整个链条（即从感知环境参数到可靠地传输和传递已感知的参数）中的循环运行。这部分的研究超出了本书的范畴，因此在以后的工作中再做这方面的研究。

目　　录

译者序

原书前言

第1章 概　　述

随着无处不在的计算需求的快速增长，计算机已经成为人类日常生活的关键部分[2]。无论我们是否使用计算机从网络中收集信息，或用于娱乐，或做生意，计算机已显著地变为越来越普遍的工具，其尺寸也越来越小。我们经常会忽略周围那些数以亿计的小型计算设备，这些设备与现实世界的智能环境[2]融为一体从而提供智慧，以此帮助我们解决一些日常生活中的关键问题。当我们在 Google 上忘乎所以地学习“加 1”游戏时，物联网（IOT）刚刚超过了居住在地球上的人数。不仅仅是智能手机和平板电脑，连接到因特网上的“物体”数量只会随着连接的设备数目的不断增加而继续扩大。甚至可以将每头牛编码和归类，用于发送消息到网络。思科（Cisco）公司的戴夫·伊万斯（Dave Evans）提到“将有越来越多的设备接入网络，这些设备数量可能比地球上使用这些设备的人还要多。”这怎么可能呢？图 1.1 显示了一张该公司刚刚发布的信息图，使我们对物体接入网络有了一个视觉上的简单印象，即他们如何在可预见的未来为我们提供服务。

从图 1.1 可以看出，到 2020 年，我们周围将有 500 亿这样的物体。为了实现智能环境和普适计算这样一个愿景，其中普适计算也称为泛在计算，许多这样的小型化计算设备融入到日常物体和行为中，更好地实现了人机交互。这些计算设备都配备感知、处理和计算能力，称为无线传感器节点。当这些无线传感器之间相互连接时，组成的网络称为无线传感器网络（WSN），如图 1.2 所示。

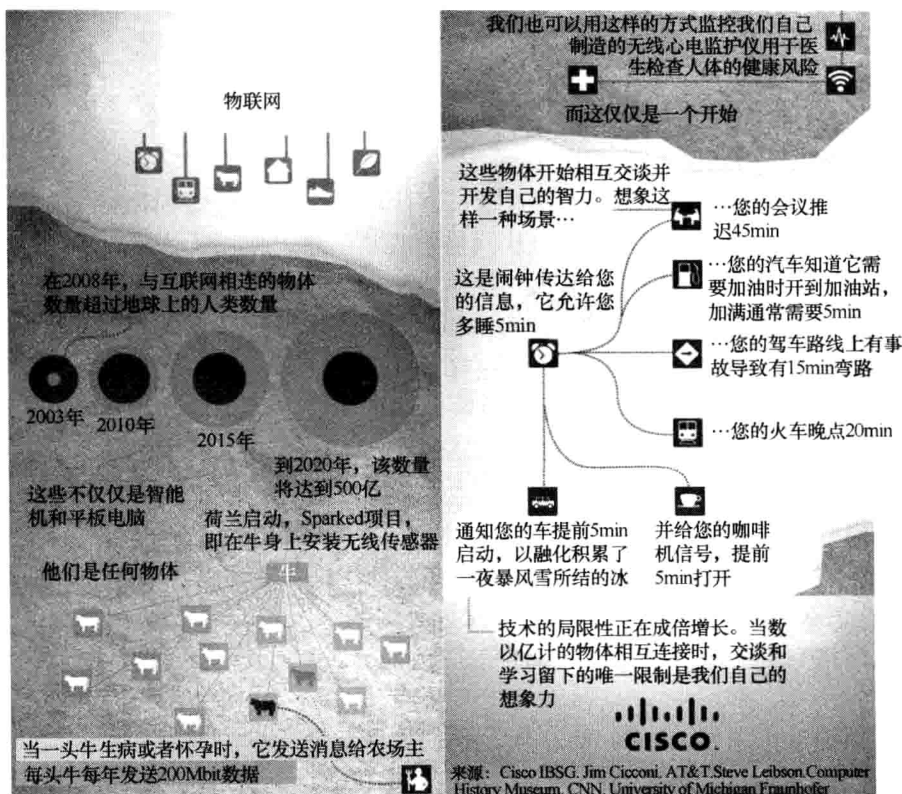


图 1.1　超越人类网络的物联网

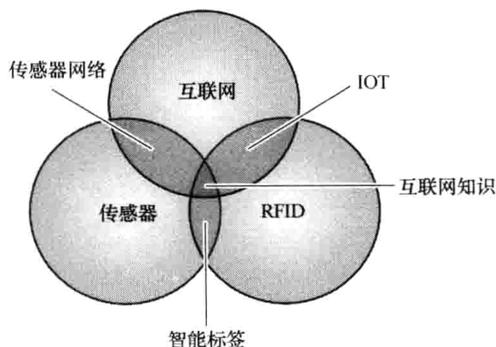


图 1.2　WSN 和 IOT 之间的重叠（RFID：射频识别）

1.1 WSN 的动机

后现代是指包括人类的每件事相互连接的时代，如图 1.3 所示。随着周围环境与不可见的小型智能计算设备的紧密相连，并将传感器嵌入到日常环境的物体

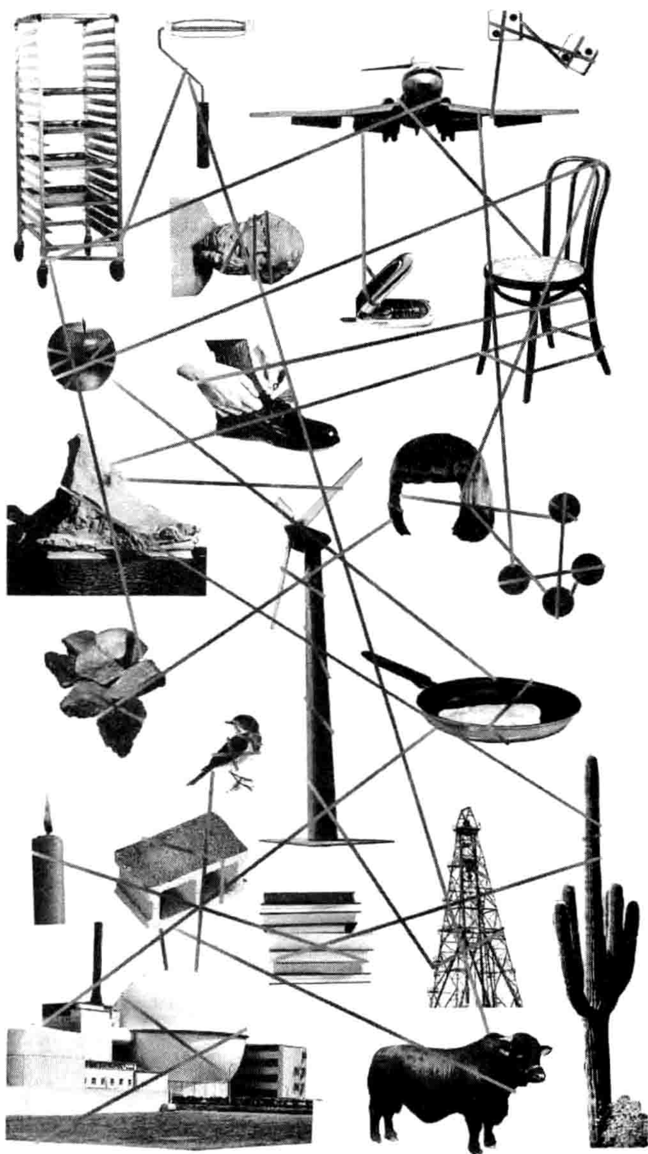


图 1.3 当一切都连接成网络时

中，环境能够以个性化和相关的方式识别和响应任何个体的存在和行为。随着无线通信技术的迅速发展，传感器和驱动器、高度集成的微电子技术以及 WSN 得到了全世界的广泛关注，这些设备能够方便地监测和控制远程位置的物理环境，而这些位置通常是人为很难到达或比较危险的地方。在麻省理工学院（MIT）创新技术回顾杂志（Technology Review magazine）上所刊载的2003 年2 月出版的文章[3]，编辑们将 WSN 确定为十大改变世界的新兴技术中的第一位。

在许多行业中，这些网络通信的传感器和计算智能正在转变为产品和经验。智能的工业装置包括喷气发动机、桥梁和石油钻塔，当这些工业装置需要维修时，传感器节点会提醒人们防止设备发生故障。计算机追踪传感器节点上关于喷气发动机的操作性能或是石油钻塔上一些轻微的结构变化数据，从而找到即将出现故障的报警模式。在水果或蔬菜中的传感器可以追踪位置和发现产品，提前发出产品腐烂的警报，使得出货前就能够更改产品的线路或日期。计算机从铁路机车上获取 GPS（全球定位系统）数据，考虑到火车的重量和长度以及地形，以此减少不必要的制动而抑制燃油消耗高达 10% 以上。

1.1.1　WSN 的结构

WSN 表示了有线传感器网络得到显著地改善，从而大大降低了电路的通信电缆和相关的安装和维修费用。图 1.4 说明了这些网络系统的概况。一个 WSN 的结构典型地包含了多个普遍的传感器节点、接收点、公共网络、管理节点和端用户[4]。在目标传感器区域散布着许多微小的、智能的且便宜的传感器节点，用于收集数据，并将有用的信息传回到端用户。这些传感器节点通过无线连接彼此合作，组成了一个通信网络，从而实现收集、传送和分析环境中的数据。为了确保全连通性、容错和长时间的运行寿命，WSN 以移动自组织方式进行部署，该网络使用多跳网络协议以获得现实世界中的信息并执行无处不在的控制[5]。如图 1.5 所示，节点 A 沿着传感器域内其他节点的路径传送收集的数据。当数据到达传感器节点域的边界即节点 E 时，将此数据传送给接收节点。该接收节点充当具有较高处理能力的网关，与任务管理节点进行通信。通过因特网或卫星构成的公共网络完成接收节点和任务管理节点之间的连接。一旦端用户接收到来自任务管理节点的数据，它则马上在接收的数据上执行一些处理行为。

在图 1.5 中，接收节点本质上是一个已部署的传感器节点和端用户之间的协调器，它也可以视为一个网关节点。由于每个无线传感器节点的功率和计算能力有限，则 WSN 结构中必须具有接收节点。对于网关节点，通常是由方便且有效的交流（AC）主电路供电，这些网关节点配备了一个较好的处理器和足够大的存储空间，在数据传送到最终目的地之前，这些空间就能满足额外信息处理的需要。因此，网关节点能够共同承担并加载无线传感器节点上的负载，因而延长了

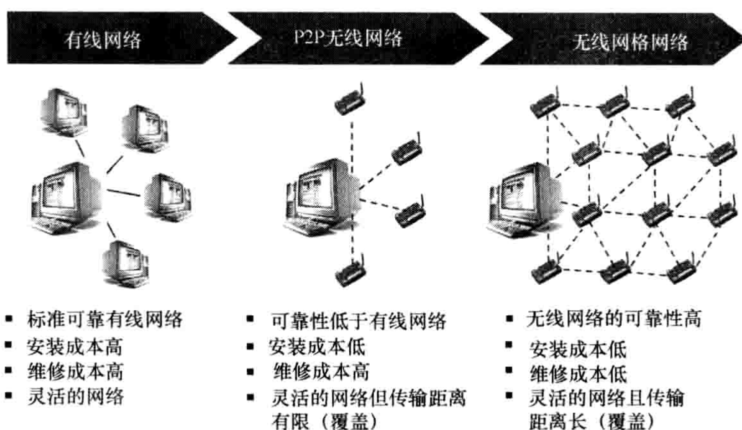


图 1.4　WSN 与 IOT 之间的比较

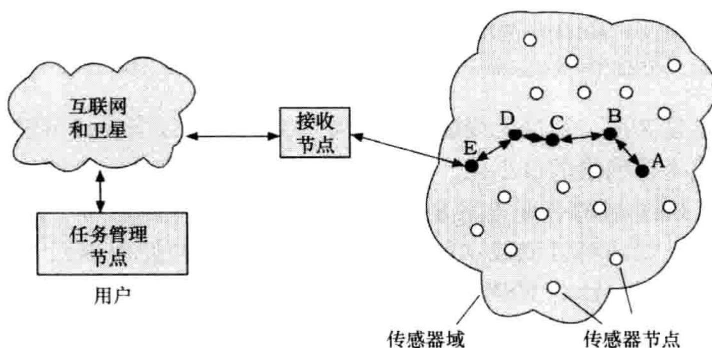


图 1.5　用于配置智能环境的 WSN 架构

（引用自 I. F. Akyildiz、W. L. Su、S. Yogesh 和 C. Erdal，“A survey on sensor networks，” *IEEE Communications Magazine*，vol. 40，no. 8，pp. 102-114，2002[4]）

它们的工作寿命。为了更好地理解图 1.5 所示 WSN 中的数据是如何在传感器节点之间传送的，图 1.6 介绍了 WSN 的协议栈模型。具备这样的理解，就可以确定无线传感器节点中耗能最多的部分，从而根据低功率消耗要求重新设计 WSN。启动一个基本的通信过程，包括从源端发送数据到目的节点。首先，两个无线传感器节点想要彼此之间通信。源端的传感器节点发送编码的信息到目的节点，目的传感器节点将信息译码后传给用户。整个通信过程逻辑上可以划分为一段事件或行为的有限序列，单独实体则组成了通信协议栈的各层。如图 1.6 所示的 WSN 协议栈[4]包括五个网络层：物理（PHY）层（最低）、数据链路层、网络层、传输层以及应用层（最高）。

从最底层开始，PHY 层接收和传递从硬件上收集的数据。众所周知，依据

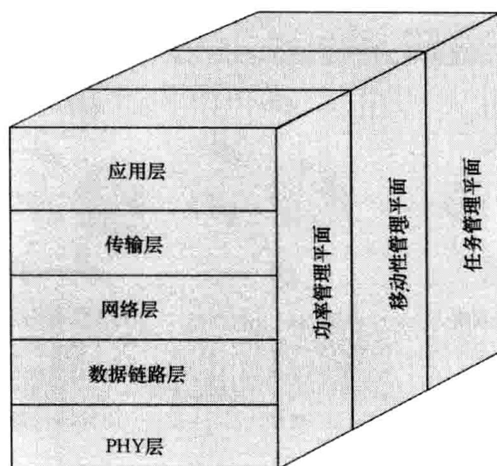


图 1.6　传感器网络协议栈

（引用自 I. F. Akyildiz、W. L. Su、S. Yogesh 和 C. Erdal，“A survey on sensor networks,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, no. 8, pp. 102-114, 2002[4]）

能量和执行的复杂度、长途无线通信是非常昂贵的。所以当设计 WSN 的 PHY 层时，应该着重考虑能量的最小化，同传播和衰落效应等其他因素相比，这种因素要重要得多。PHY 层的节能方案是目前许多学者所追求的目标，这些学者力求设计出小型的、低功率且低成本的收发机，以及传感和处理单元[6]。下一个较高层是数据链路层，针对 WSN 的数据流复用、数据帧检测、媒体访问以及差错控制，该层保证了可靠的点对点和点对多点的连接。由于嘈杂的环境和传感器节点本身的移动性很高，因此数据链路层应该具有能量感知能力，同时减少邻接信号之间的碰撞。这也是 WSN 所有层中能够据此实现运行的省电模式的其中之一。节能最显著的方式就是当它不需要时关闭接收机。通过在连接阶段使用随机的唤醒机制，在空闲时段关闭收音机，就可以实现节能。在参考文献［7］中讨论了 WSN 的一个动态的功率管理机制，提出了五种省电模式，并介绍了模间转换策略。

网络层负责为传输层提供数据的路由。在 WSN 的部署中，由于高效的路由协议有助于提供不同的应用程序并且节约资源，因此网络层的路由协议显得非常重要。通过对数据中继设置恰当的能量和延时门限，该协议有助于延长传感器节点的寿命。因此，网络层是 WSN 中另一个能够减少功率损耗的层。如果传感器网络应用过程中需要传输层，传输层有助于维持数据的流动。在网络层上使用和建立应用软件的类型取决于传感的任务。与主要研究如何实现高效的服务质量（QoS）要求的传统网络相比，WSN 协议倾向于研究传感器节点的节能和功率管理[7,8]，同时也注重 WSN 的能量感知协议和算法的设计[5,9]，以此减少整个无线

传感器网络的功率损耗。通过这样，延长了 WSN 的寿命。

然而一定存在着某些嵌入的交换机制，这些机制可以为端用户延长 WSN 寿命提供选择，但是代价是更低的吞吐量或者更高的传输延迟。相反地，通过牺牲 QoS 要求，即通过降低数据吞吐量或提高传输延迟，减少了 WSN 的功率损耗。WSN 中相关算法和协议的设计造成一些具有挑战性的要求，不论是学术界还是工业界[10-12]，众所周知，能量约束是 WSN 研究领域[13]中最重大的挑战之一。WSN 的功能高度地依赖于可用于网络中每个传感器节点消耗的能量。同样地，在本书中重点介绍并讨论了 WSN 能量约束的挑战。它是一个关注于不同的 WSN 参数的多目标优化的问题，如 QoS、传输延迟、寿命、能量等。

在 2000 年，两个标准工作组 ZigBee（即一个 HomeRF 的副产品）和电气与电子工程师协会（IEEE）的 802 工作组 15，共同努力解决了居住和工业环境中无线网络的低功率、低成本的需求。此外，IEEE 新的标准委员会（NesCom）批准了一个新的任务组用来启动低速率的无线个人区域网（LR-WPAN）标准的研发，该标准称为 802.15.4。这个工作组的目标在于为低数据速率的无线连接提供一个具有超低复杂度、成本以及功率的标准，而这里的无线连接是在维修廉价、可携带并且移动的设备之间。第 4 任务组的工作范围是定义 PHY 层和媒体访问控制（MAC）规范。IEEE 802.15.4 有一些基本的设备，这些设备可以是功能简化设备（RFD）或者是全功能设备（FFD）。RFD 只能和一个 FFD 进行对话，而 FFD 能够用三种模式操作，充当个域网（PAN）协调器、一个协调器或设备。一个 FFD 可以和一个 RFD 对话，也可以和另一个 FFD 对话。RFD 可以用在极其简单的应用场景中，比如一个电灯开关或一个被动的红外线传感器。RFD 在大部分时间里并没有很多数据要发送；它们偶尔与 FFD 通信，因此需要较少的资源和最少的能量。与所有相同物理信道通信的个人操作空间（POS）中两个或更多的设备构成了一个无线个域网（WPAN）。然而，该网络至少有一个 FFD 作为 PAN 的协调器而运行。IEEE 802.15.4 的基本参数见表 1.1。

表 1.1　IEEE 802.15.4 的基本参数

性　　能	范　　围
原始数据率	868MHz：20kbit/s；915MHz：40kbit/s；2.4GHz：250kbit/s
范围	10～20m
信道访问	载波监听多路访问-冲突避免（CSMA-CA）和开槽式 CSMA-CA
信道	868MHz/915MHz：11 个信道；2.4GHz：16 个信道
频带	两个 PHY 层：868MHz/915MHz 和 2.4GHz
寻址	短的 8bit 或 64bit IEEE
延迟	15ms 以下

IEEE 802.15.4 块的设计在开放式系统互联（OSI）七层模型基础上定义。将 LR-WPAN 划分成块有助于更好地理解该协议。这些块称为层。较高层接收来自底下较低层的信息，层与层之间的接口用来定义逻辑链路。LR-WPAN 设备包括 PHY 子层和 MAC 子层。PHY 子层由射频（RF）接收器和其较低级的控制机制组成。MAC 子层提供所有传输类型的物理信道访问。图 1.7 描述了 IEEE 802.15.4 结构的概述。

图 1.7 IEEE 802.15.4 标准的架构

较高的层包括网络层和应用层。应用层提供设备的预期功能，网络层提供网络的配置和消息的路由。IEEE 802.2TM 类型 1 逻辑链路控制（LLC）通过特定服务汇聚子层（SSCS）访问 MAC 子层。

1.1.2 WSN 的应用

WSN 几乎可以在任何环境下使用，即使是那些有线不可能到达的地方，如荒无人烟的地形，或者是传感器很难到达的位置。此外，WSN 能够自主监控大面积范围内的物理量，而这对于人类而言，去完成这样的工作量是非常昂贵的。这些诱人的功能进一步促进了 WSN 在更多领域里的应用潜力。针对 WSN，相关文献中已经提出了许多的应用，Culler、Estrin 和 Srivastava[14] 建议将它们大致分为三大种类：

- 监测空间；

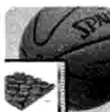
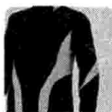
- 监测实体；
- 监测实体彼此之间的互联和围绕空间。

第一种分类包括环境监测、室内气候控制以及军事和太空监测。军事上的应用，例如为了监测敌人的入侵，将大量的普适计算设备部署在战场，而不是为战场监测和入侵检测，手动地部署在地雷区[10]。第二种分类包括基于条件的设备维护、医疗卫生诊断、车辆安全、城市地形测绘以及结构化监测，其中部署的普适计算设备可以监测出建筑、桥梁、船舶和飞机上的任何故障[15]。最引人注目的应用属于第三类，涉及监测复杂的互联，包括野生动物栖息地、灾害管理、应急响应、资产跟踪以及制造工艺流程。这些应用总结在图1.8中。

◆ 医疗卫生监控





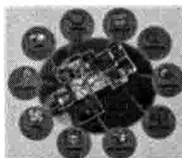




参考：不断进步的体育技术

◆ 基础卫生监控

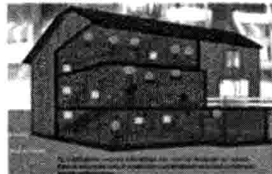


◆ WSN（室内）





◆ 智能建筑



参考：德州电器公司

图1.8 WSN应用领域的例子

随着电子硬件电路变得更廉价和小型化，可能出现更多的WSN应用，而且这些小型的无线传感器节点为电子系统成为全连接、直观、便携、一直可用且嵌入日常的物体以达到“忘记部署”的效果而提供了机会。

1.1.3 WSN的无线传感器节点

基于大量的分布在感兴趣的区域中的传感器节点之间的协同努力，为广泛的应用提供经济可行的方案，许多研究者已经证明WSN是一种很好的备选，从而为广泛的应用提供了经济上可行的解决方案。这些协调的传感器节点基于某些网络拓扑结构与WSN中的其他节点互相合作，以此满足应用的要求。每个传感器

节点监测它的当地环境，并进行本地处理和存储收集的数据，以便网络中其他的传感器节点可以使用这些信息。正如 1.1.1 节中所述，网络节点通过无线通信链路共享信息。由于 WSN 具有巨大的应用潜力，许多世界各地的研究机构纷纷投入精力和时间，为它们的具体应用设计出匹配的传感器节点。这些机构包括伯克利大学的云母（Mica）微粒[16]、微小收音机（PicoRadio）项目[17]，麻省理工学院的微安培（μAmps）[18]等。此外，微操作系统（TinyOS）项目[19]为整个传感器网络的数据收集和处理提供了一个灵活的分布式应用框架。所有这些传感器节点有着类似的目标，比如微小的物理尺寸、低功耗以及丰富的感知能力。图 1.9 显示了 WSN 无线传感器节点的框图。传感器节点典型地包括四个子单元：传感器本身、数据采集电路、局部微控制器和无线通信块。图 1.10 给出了无线传感器节点的一些例子。

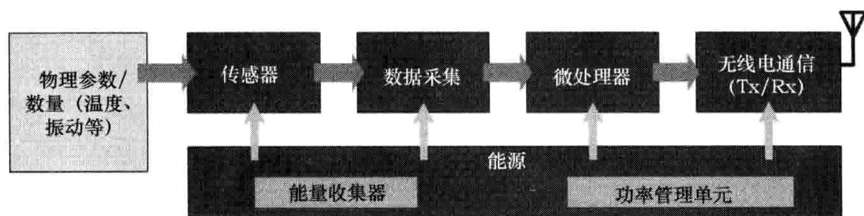


图 1.9　无线传感器节点框图

参照图 1.9，传感器/变换器将环境参数，如温度、振动、湿度、变换为类似电信号的信息。将数据采集电路合并在传感器节点中以实现传感器输出信号的放大和预处理，例如，将模拟信号变换为数字形式并进行过滤。然后将变换的信号处理并存储在嵌入的微处理器中，以便网络中其他传感器节点使用。除了处理数据，微控制器还提供了一些如传感器时间调度这样的智能水平。为使传感器节点以无线方式与其邻接节点或与基站通信，图 1.9 显示的无线传感器节点框图中还包含了一个无线电通信模块。传感器节点的所有四个子单元都由接收器模块供电，为了运行它们需要消耗来自电源的电能。正因为如此，无线传感器节点在一段时间内能够消耗所有存储在电池中的能量，之后传感器节点则处于空闲状态。尚未终止的节点它们的剩余能量百分比一旦低于一个特定的阈值时，该门限值的设定取决于应用的类型（可以是 100% 或更少）[20]，则 WSN 的运行寿命结束。

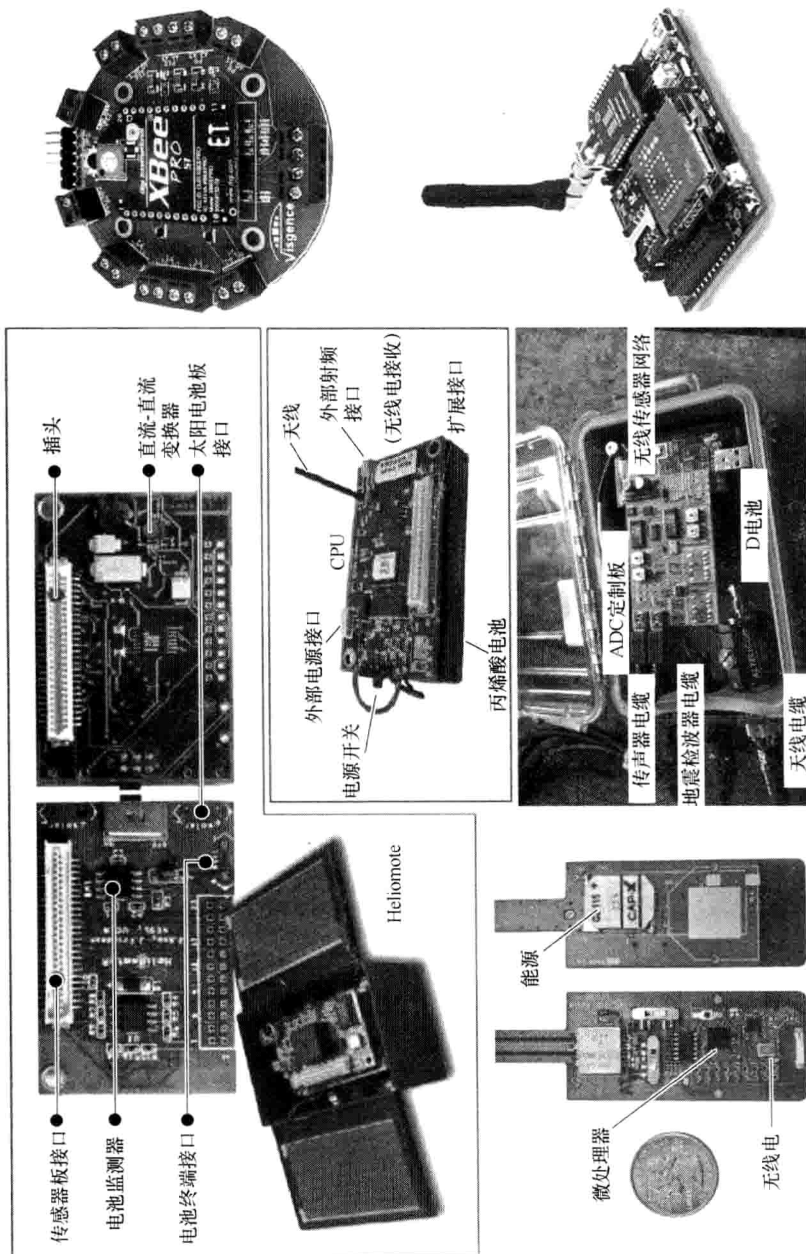


图 1.10 无线传感器节点举例

1.2 无线传感器节点供电问题

由于许许多多的传感器节点组成 WSN，因而无线传感器节点的供电问题也随之出现，即①无线传感器节点的高功耗；②传感器节点有限的能源变得至关重要，甚至当考虑到通过有线电缆或替换电池为无线传感器节点提供电能会产生过高的成本时，情况更糟。此外，当传感器节点必须特别小时，只有几立方厘米，很方便地放置和使用这样小体积的设备受限于电池存储的能量，而且由微型电池供电的节点寿命也会受到严重限制，这意味着维持节点的整个寿命存在着巨大挑战。

1.2.1 传感器节点的高功耗

基于 1.1.3 节介绍的无线传感器节点的故障，确定关于无线传感器节点在运行期间会消耗多少电能的信息。每个单独部分（即微控制器、电台、记录器内存、传感器节点中的传感器板）所消耗的功率见表 1.2。从表 1.2 可以观察到传感器的所有部分在激活模式运行期间所消耗功率是几毫瓦特，当处于休眠或空闲模式时，所消耗的功率降为几微瓦特。如果传感器节点运行设置为满占空比，即 100%，则传感器节点的电流将高达 30mA。

表 1.2 一个 Xbow 的传感器节点运行在占空比为 100% 和 1% 时电池寿命的估计

系统说明书					
	电流		占空比		
	值	单位	模型 1	模型 2	单位
微处理器（Atmega128L）					
全工作电流	8	mA	100	1	%
睡眠电流	8	μA	0	99	%
收音机					
接收端电流	16	mA	75	0.75	%
发送端电流（3dB）	17	mA	25	0.25	%
睡眠电流	1	μA	0	99	%
记录器					
写	15	mA	0	0	%
读	4	mA	0	0	%
睡眠	2	μA	100	100	%
传感器模块					
电流（全工作）	5	mA	100	1	%
睡眠电流	5	μA	0	99	%

（续）

系统说明书					
电　流			占　空　比		
	值	单　位	模型 1	模型 2	单　位
计算消耗的平均电流值/mA			模型 1	模型 2	
uP			8.0000	0.0879	
收音机			16.2500	0.1635	
闪存			0.0020	0.0020	
传感器模块			5.0000	0.0550	
所使用的总电流			29.2520	0.3084	

注：引用自 Crossbow Technology Inc.，“MPR-MIB Users Manual，” Crossbow Resources，Revision A，2007[21]。

关于 1.1.2 节描述的大多数 WSN 实际应用，参考文献［12-14］讨论了一种常见的方法是传感器节点的运行占空比，以此减少其功耗并延长 WSN 的寿命。在一个操作周期内，传感器节点在进入休眠模式之前会短时间内保持活跃状态。在休眠期间，传感器消耗的电流值处于微安范围内，而其在活跃期的范围是毫安。传感器节点的这个结果产生非常小的电流，在大部分时间内，电流范围在 2～8μA，而感知、处理、接收和传递数据时，电流在较短的持续时间内范围是 5～17mA，见表 1.2。对于表 1.2 给出的 Xbow 传感器节点，在 1% 的占空比上运行，而不是 100%，电源电压为 3V 的条件下，一个节点的平均电流消耗量从 30mA 显著地下降为 0.3mA。参考图 1.11，它清晰地显示出无线传感器节点在运

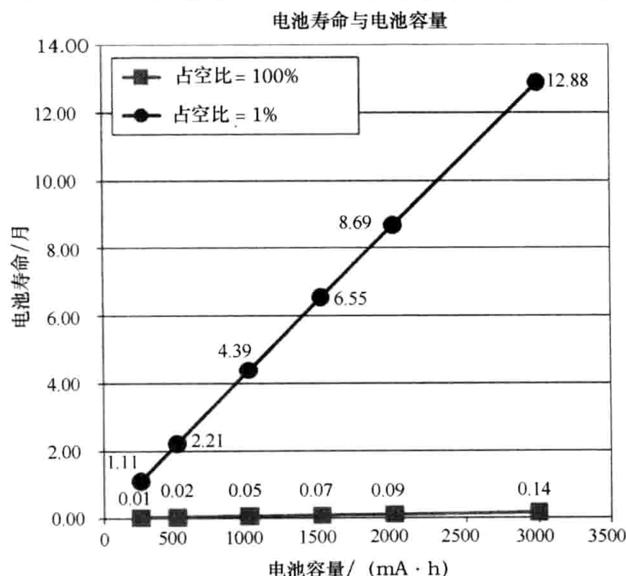


图 1.11　电池预期寿命与系统可用电流及占空比之间的关系

（引用自 Crossbow Technology Inc.，“MPR-MIB Users Manual，” Crossbow Resources，Revision A，2007[21]）

行占空比分别为1%和100%的情况下电池寿命的巨大差别。这表明占空比在传感器节点运行期间的必要性。

即使借助传感器节点运行的占空比，传感器节点所消耗的功率下降到大约1/75，但是电池的功率密度仍然不足以支持传感器节点在相当长时间内的高功耗。基于一个3000mA·h的AA碱性电池，图1.11显示为传感器节点供电的电池，其寿命计算得最多持续1.1年。如果之后都没有更换电池，则认为此传感器节点是过期的节点。如果这种情况发生在硬币型的250mA·h的碱性电池上，会变得更糟，因为该电池在尺寸上比AA电池更小。参照图1.11，硬币型电池仅能维持传感器最多运行1~2个月。显然地，无线传感器节点运行一年甚至更短的生命周期是远远不够的，要使WSN在实际环境中一直得到有效利用，那么传感器节点的运行持续时间至少得维持几年。因为传感器网络由成百上千个小型自主式传感器节点系统组成且需要大量的电池来维系，因而这对于像普适计算或传感器网络的计算范例而言，是一个严重的局限。

无线传感器节点的高功耗与之相关的另一个问题是对能量存储或能源的高功率密度的等同需求。从图1.12可以看出，传感器节点与网关通信所产生的瞬时电流高达0.35A。这意味着对于一个电源电压为3V的电池，其在第一时刻唤醒传感器节点所要求的电功率是1W，如图1.12所示。类似地，对于传感器节点的后续操作，即发送（CSMA/CA TX）和接收（CSMA/CA RX），传感器要求1W的电功率以完成其射频与其基站或网关之间的通信。在这种情况下，传感器节点的供电成为一个亟待解决的潜在的关键问题。

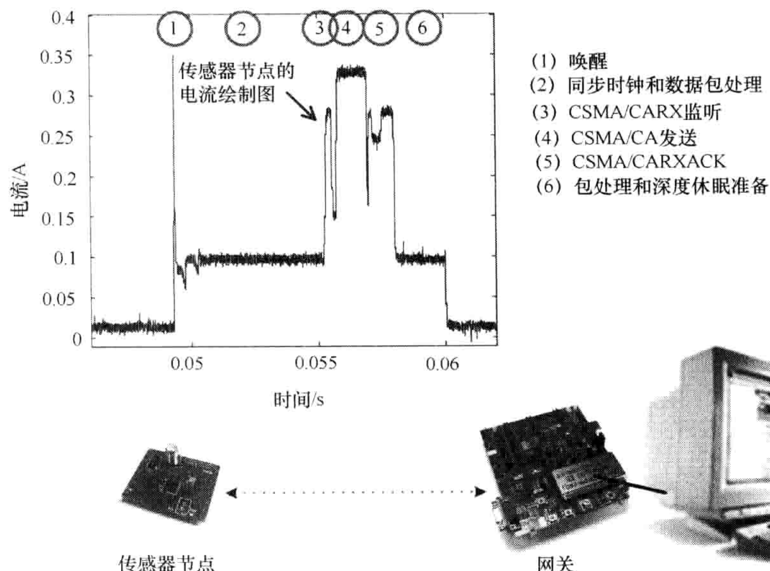


图1.12　传感器节点与网关通信时所消耗的电流

1.2.2 传感器节点的能源限制

在许多应用场景中，无线传感器的寿命取决于特定应用的要求，其范围是2~10年。将传感器节点部署在山上以监测山上冰的厚度，在这种情况下，需要几年才能测量出冰的融化过程。因此，在传感器节点处于休眠状态之前其寿命必须是几年以上。如果是这样的情况，能量供应是亟待解决的主要瓶颈之一。已经有许多不同类型的能量存储技术，如图1.13所示，碱性/可再充电电池和超级电容器是为WSN中的传感器节点供电最便携和普遍的能量供应选择，电池能够将存储的化学能直接转化为电能。通常可以把它们分为两类：一次性使用/主要的以及可再充电的/次要的电池。这两类电池之间的区别是基于化学反应的性质。

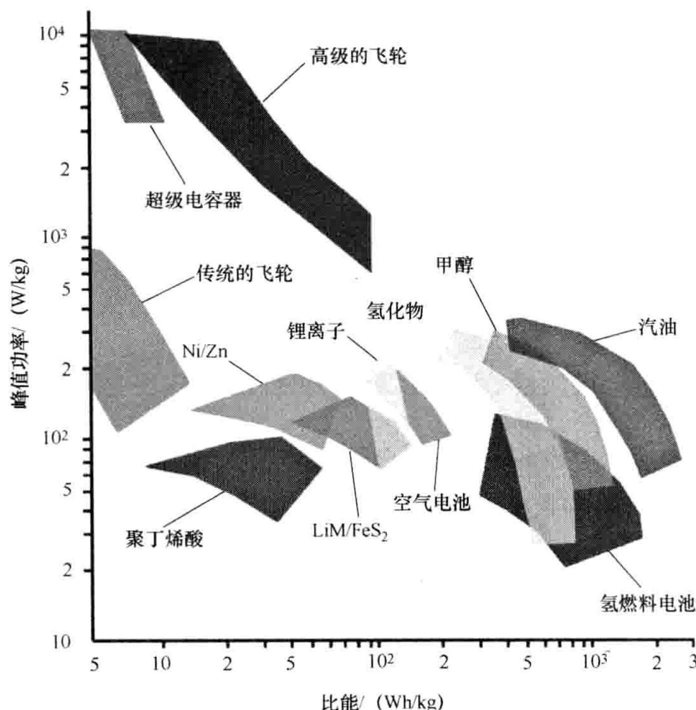


图1.13 能量存储技术和其功率密度与能量密度特性的能量比较图
（引用自J. W. Tester，“Energy transfer and conversion methods，” Sustainable Energy Lecture Notes，Topic on Energy Storage Modes，MIT，Cambridge，MA，2005[22]）

当不再从一次性电池中获取足够的电能时，这些电池就会被丢弃。另一方面，可再充电的电池通过化学反应将化学能转化为电能，而这一过程本质上是可逆的。因此，在充电期间，通过向相反方向传输电流，化学能会恢复到原来的状态，电池以外也可以恢复到充电饱和状态。超级电容器（超级电容）是另一种

除了电池以外的电化学能量系统，它已经用于为无线传感器节点供电。这种现象的出现有几种不同的原因：其中一个原因是超级电容器的可扩展性，其性能能够与尺寸和重量合为一体；另一个原因是超级电容有许多值得期待的性能，比如高功率密度、快速充电时间、高循环稳定性、温度稳定性、低等效串联电阻（ESR）以及非常低的漏电流，这些性能有助于传感器节点的运行[23]。

参照图 1.13 显示的能量比较图，该图联合了不同的能量存储技术并比较了它们的功率密度和能量密度特性，认为超级电容器比其他的能量存储设备，如电池和燃料电池的功率密度峰值更高。这意味着超级电容器在短时间内能够传送比电池和燃料电池更多的电能。如图 1.13 所示，超级电容器的功率密度峰值远高于 100W/kg，而所有类型的电池功率密度范围在 60 ~ 200W/kg 之间，其中燃料电池的更低，甚至低于 100W/kg。因此，对于突发的功率运行，与电池和燃料电池相比，超级电容器则是更好的选择。相反地，电池比超级电容器有更高的能量存储能力。这表示与超级电容器相比，电池可以在很长一段时间内不断传输电功率。参照图 1.13，从图上可以看出所有类型的电池的功率密度峰值范围为 20 ~ 200Wh/kg，而超级电容器的功率低于 100Wh/kg。由于与其他能量存储设备相比，超级电容器的功率密度非常低，因而仅仅依靠超级电容器来维持无线传感器节点运行寿命可能并不合理。针对如何增加电池和超级电容器的功率存储密度的研究已经进行了好多年，并且一直备受广泛关注[24]。这些技术承诺可以延长无线传感器节点的寿命，但不能无限地延长。

在这些不可再生的能量系统或能源中，可再充电/碱性电池是为 WSN 中绝大部分的自主式传感器节点供电最普遍的方式之一。它们的运行所必需的电能主要由电池提供。虽然，目前电池已经广泛用于 WSN 的传感器节点供电，但问题是电池的功率密度毕竟有限，它们不能维持传感器节点运行很长时间。参照表 1.2 给出的 Xbow 传感器节点的场景，传感器节点只在 1% 的占空比上运行，电源电压为 3V 时，节点的平均功耗大约是 1mW。参考目前所报道的电池技术的最高电能是 3.78kJ/cm^3[1]，对于超低功率小型的无线传感器节点，其体积大约为 10cm^3，运行的平均功耗是 1mW，寿命是 10 年，该传感器节点需要 100cm^3 的电池。其中，电池的尺寸是无线传感器节点尺寸的 10 倍。因为通常情况下，依据电压降，电池的容量不能完全用尽整个电池的容量，实际上，这个计算是非常乐观的估计。此外，值得注意的是，传感器和无线传感器节点的电子电路远远小于 10cm^3。在这种情况下，电池占据了整个系统的全部尺寸和重量的绝大部分，也是系统中最昂贵的部分。因此，能量供应很大程度上受限于电池的尺寸。

简言之，必须优化用于处理和通信任务的电池与有限的能量供应。通信任务倾向于控制关于能量消耗的处理任务。因此，为了最大限度地利用能源，通信任务量应该尽可能地最小化。在实际的现实生活应用中，通常在荒芜或无法到达地

形部署无线传感器节点，它们不能很容易地恢复而达到更换电池或对电池再充电的目的，因此网络的寿命常常是受限的。为了平衡 WSN 持续的寿命以及存储单元的功率密度，通信与处理任务之间必须存在几种折衷方式。总之，设备尺寸和能量供应的局限典型地意味着资源量的受限，例如中央处理单元（CPU）性能、内存、用于数据转发的无线通信带宽以及允许范围等。迫切需要提出一种用于无线传感器和驱动器节点的供电的替代方法。主要的研究集中于解决 WSN 中无线传感器节点面临的能量供应问题。

1.3　无线传感器节点的能量收集方案

为了克服无线传感器节点网络由于网络可用能源的局限而"忘记部署"特性的主要障碍，而且传感器节点的高功耗也受到能量容量以及电池的不可预测的寿命性能的限制，因此传统的电池为 WSN 供电范式转变成自我可持续的/自主式 WSN，EH 技术已经成为一种很有前景的解决方案[25-26]，如图 1.14 所示。

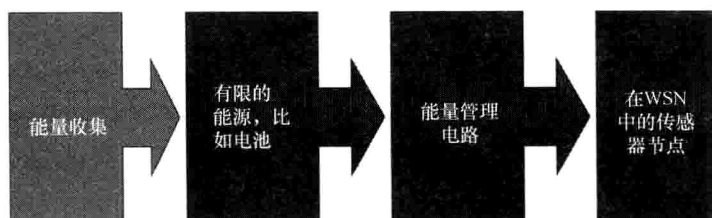


图 1.14　传统的基于电池供电的 WSN 的范式转变

1.3.1　EH 的概述

EH 技术是一种采集、收集或清除各种各样未使用的周围环境能源（例如，太阳能、热能、振动能以及风能）的技术，并将已收集的能量转化为电能为电池再充电。大型的能量收集通常使用可再生能源比如太阳能农场和风电场，这些能源大约是几百兆焦，而收集的能量与大型的 EH 相比是非常渺小的（大约是几毫焦）。与固定在指定的位置的大型发电厂不同，小型的能源是可便携的且能够方便有效使用的。除了生物类型的能源外，各种不同的 EH 能源都能够转化为电能，如图 1.15 所示。

从图 1.15 可以看出，我们的环境中充满了垃圾以及从能源中产生的未使用的周围环境能源。这些可再生能源是非常丰富的且在环境中很容易利用，因此没有必要消耗精力来创建这些能源，例如，燃烧不可再生的化石燃料用来产生蒸汽，以此使得汽轮机旋转而产生电能。与可枯竭的化石燃料不同，绝大多数环境

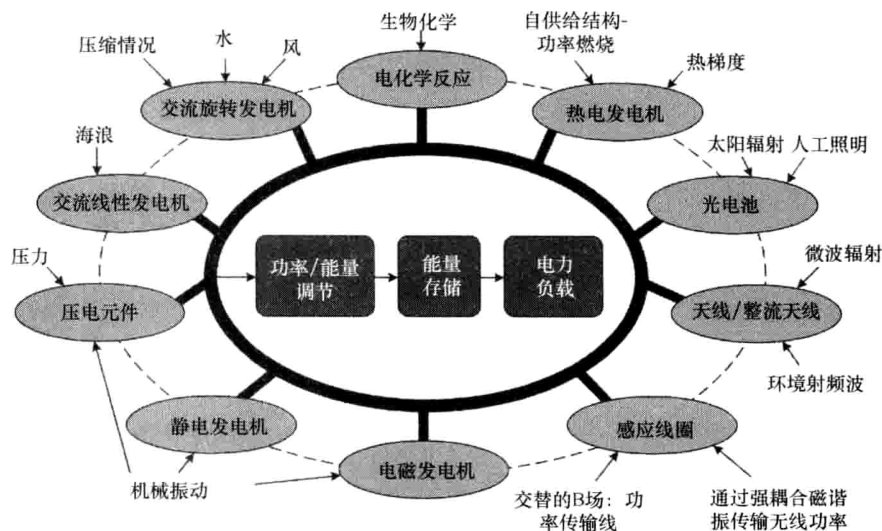


图 1.15 所收集的能量源和它们的能量收集器

（引用自 J. P Thomas、M. A. Qidwai 和 J. C. Kellogg，“Energy scavenging for small-scale unmanned systems，” *Journal of Power Sources*，vol. 159，pp. 1494-1509，2006[27]）

能源在无限时间里是可再生的且可持续的。人们已经做了许多的研究和实验用于调查周围的环境中所收集的能源等级。各种各样的 EH 能源和它们对应的功率/能量密度见表 1.3。

表 1.3 能量收集机会和证明的性能

能 源	性 能	备 注
环境光	100mW/cm²（阳光直射）	常见的多晶太阳电池具有 16%～17% 的效率，而标准的单晶硅电池效率接近 20%
	100μW/cm²（明亮的办公室）	
热能	a. 热梯度为 5K，则为 60μW/cm²	$\Delta T=10$K 时，热电发电机的典型效率是≤1%
	b. 热梯度为 10K，则为 135μW/cm²	a. 在身体热量为 5K 时的日本 Seiko 热手表 b. 在 $\Delta T=10$K 时引证了一个 ThermoLife 的发电机
血压	在 100mmHg① 时为 0.93W	当加上压电发电机，负载连续时产生的功率是微瓦数量级，而负载在间歇时产生的功率是毫瓦数量级
振动	4μW/cm³（人类运动，Hz） 800μW/cm³（机器，kHz）	对 1cm³ 的发电机的估计；高度依赖于励磁（功率与 ω、驱动频率和输入移位 y_0 成正比）

（续）

能 源	性 能	备 注
手动线性发电机	2mW/cm^3	晃动手电筒的频率是3Hz
按钮	$50\mu\text{J/N}$	从麻省理工学院（MIT）媒体实验室设备在3V的直流电压工作得出的引证
足跟着地	118J/cm^3	在压电鞋垫上每走一步产生的能量
环境风力	1mW/cm^2	周围环境的平均风速是3m/s
环境射频	$<1\mu\text{W/cm}^2$	接近于一个射频发射机
无线能量传输	14mW/cm^2	间隔距离是2m

① 1mmHg = 133.322Pa。——译者注

注：引用自 C. Mathna、T. O'Donnell、R. V. Martinez-Catala、J. Rohan 和 B. O'Flynn，"Energy scavenging for long-term deployable wireless sensor networks," *Talanta*, vol. 75, no. 3, pp. 613-623, 2008[29]。

表1.3显示了每个EH能源依据功率密度因数的性能。从表中可以清晰地观察到没有适合于所有的环境和应用的唯一解决方案。根据表1.3，太阳能具有最高的功率密度，然而情况并不总是如此。在室内有光照的条件下，由太阳能电池板收集的环境光能会急剧下降。其他的EH能源能够提供较高的功率密度，取决于特殊应用区域中是否有可利用的再生能源，像室外艳阳高照，太阳能很丰富，而在沿海地区，就有很多的风能，行驶的车辆通过桥结构时就有强烈的振动能等。此外，也可能存在同一时间收集两个或更多的可用能源。因此，EH技术可以为端用户提供很多好处，下述内容说明和阐释了适合WSN的一些EH的主要好处[27,28]。EH解决方案可以执行以下操作：

1）减少对电池供电的依赖。随着微电子技术的发展，传感器节点的功耗随之减少，因此，收集的周围/环境的能源足以完全消除对电池的依赖。

2）减少安装成本。自主供电的无线传感器节点不再要求电缆布线和管道，因此，它们非常便于安装并大大减少了高额的安装成本。

3）减少维修费用。EH使得传感器节点一旦部署就可以无人看管地运行，且消除更换电池的服务访问。

4）在难以到达的危险环境中，以持续方式提供感知和驱动的能力。

5）提供长期的解决方案。只要周围的能源是可利用的，那么可靠的自主供电的传感器节点几乎一直可以保持运行状态。自主供电的传感器节点完全适合于几十年长期的监测应用。

6）减少对环境的影响。EH能够消除数以百万的电池需要和更换电池的能量成本。

然而，由EH技术提供的能源并不是尽善尽美的，它也存在自身的挑战：

1）发电密度低导致连续运行时能量不足。

2）能源的间歇性供电意味着 EH 在某些情况下是不可行的（例如，晚上太阳能变为零）。

3）能源波动的敏感性可能会影响传感器节点的运行。

4）由于同油井到油箱的化石燃料一样昂贵，因而价格缺乏吸引力。

显然，从以上所述中得出，如果不能完全消除存储设备，比如电池，EH 技术为 WSN 供电以及用于弥补能量存储设备的移动设备的持续运行是一种可行的解决方案。EH 与电池/超级电容器一起携手以延长设备的运行寿命。

1.3.2　EH 系统

在一个 EH 系统中，通常包含四个主要部分：能量收集和转换机制（能量收集器）、电功率管理/调节电路、能量存储设备以及电力负载（无线传感器节点，见图 1.16）。对于能量收集和转换机制而言，每单位质量或体积的输出功率（即功率/能量密度）是一个关键的性能单元。收集的功率必须转换为电能，并以恰当的形式为系统电池充电或为连接的负载直接供电。EH 源和电力负载之间适当的负载阻抗匹配是必要的，从而最大限度地利用收集的能源。关于功率调节和负载阻抗之间匹配也许需要市售或定制恰当的电路。

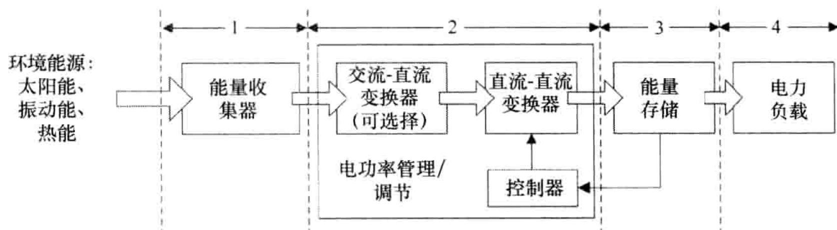


图 1.16　EH 系统单元的框图

参照图 1.16 可以看出，能量收集器的功能是将环境能源中可利用的能源转换为电能。如图 1.15 显示了一些能量收集器的典型例子，包括由于压电效应，锆钛酸铅（PZT）陶瓷材料将机械能（压力）转化为电能；光伏（PV）电池将太阳能转化为电能；当热梯度穿过热电发电机（TEG）时发电机输出电压；风力机将来自风的动能转化为电能。在能量收集器收集的电能供给负载之前，需要将电能调节成功率调节电路的某种形式。图 1.16 功率调节电路中电功率技术的主要目的在于处理和控制从能源到负载的电功率流，以这样的方式使得从源到电力负载的转换功率达到最大。功率调节电路的另一个功能涉及转换和调节更高的电压水平到负载所需的合适的水平。

为了确保负载运行的连续性，即使外部电源较弱或暂时不可用，已经收集的额外能量必须存储在可再充电的电池或电容器中，如图 1.16 所示。设计和优化相

应的每个 EH 系统取决于周围的能源的环境条件、能量收集器的特性以及负载（例如，无线传感器节点和控制电路）的功率要求，从而维持无线传感器节点的运行。

1.3.3　对 EH 系统之前研究的回顾

已经有大量的文献研究了收集或采集小型环境能源为无线传感器节点供电。其中，值得注意的一个重要的点是，为了使 WSN 中的传感器节点真正能够自主且可持续，EH 技术的选择是关键。因此，很有必要回顾 EH 系统过去的研究。

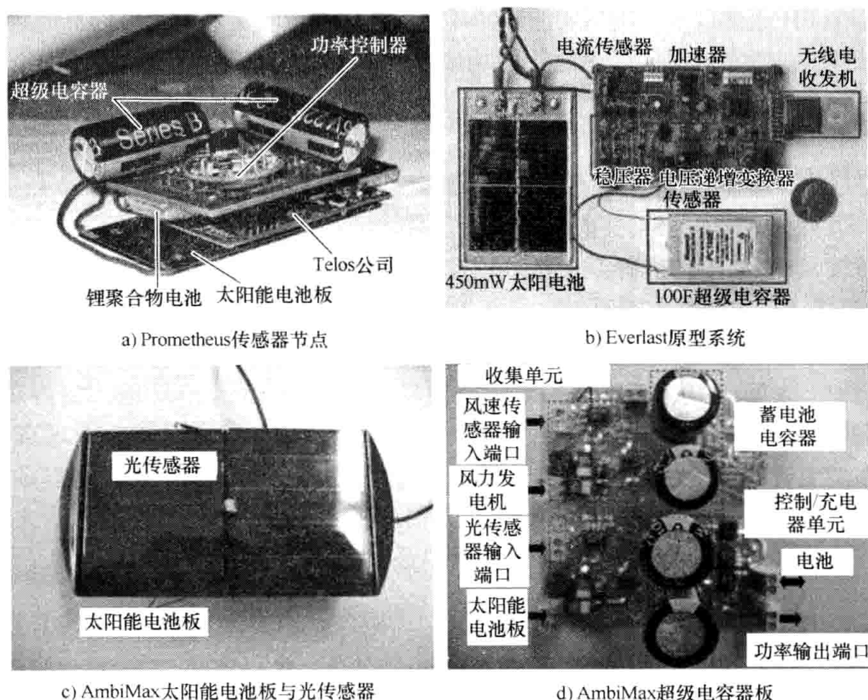
1.3.3.1　太阳能收集系统

中午室外入射光的太阳能具有大约 100mW/cm^2 的功率密度，这说明在 1cm^2 的面积中，太阳能电池板收集的太阳能电功率为 100mW。相反地，室内环境，如照明的办公室，光功率密度会大幅下降到 $100\mu\text{W/cm}^2$[30]。商业上现成的单晶太阳能电池提供约 15% 的效率，Green 等人在 PV 报告中报道了目前最先进的 PV 电池的效率高达 20% ~40%[31]。在市场上也可以买到薄膜多晶硅和无定形硅太阳能电池，它们的成本还低于单晶太阳能电池，但其效率较低，仅有 10% ~13%[30]。

最近，已经提出大量的太阳能 EH 原型，能够完成越来越高效的能量转换。第一类原型的两种系统分别是 Heliomote[32] 和 Prometheus[33]。在这两种系统中，太阳能电池板与存储设备直接相连。图 1.17a 详细地描述了 Prometheus 系统。在这种情况下，太阳能电池板与电压较低的超级电容器相连，这意味着太阳能电池板产生的功率远远小于最大功率 P_{MPP}。

因此，高效的太阳能收集（SEH）系统应该能够使得太阳能电池板的工作点适合特定的条件，以此保证功率一直是最大值 P_{MPP}。相对于几平方厘米的太阳能电池板，为了不浪费太阳能电池板产生的几毫瓦的能量，必须对电池板采取特殊的考虑。Everlast[34] 就是一个典型的例子，它使用部分短路电流技术以实现最大功率点跟踪（MPPT），这种技术执行起来既方便简单又便宜。基于太阳能电池板的开路电压 V_{OC} 估算出 V_{MPP}，而通过瞬时关闭与太阳能电池板相连的功率转换器来定期测量开路电压电池板定期测量开路电压。然而，这种技术的缺点在于未收集能量时功率会瞬间下降。

另一种 SHE 系统，称为 AmbiMax，由 Park 等人[35] 提出。AmbiMax 系统开发了一种小型的感光器用于监测周围的光照条件，以及驱动太阳能电池板工作在其最大功率点（MPP）（见图 1.17c）。与 AmbiMax 类似，Dondi 等人提出了另一种电路[36]，该电路使用一种微型的光电模型作为实验电池板而不是感光器，从而实现 SHE 系统的 MPPT。的确，这些 SHE 原型已经成功地证明了太阳能是传感器节点的一种现实能源。然而包括系统构成要素、性能等，仍然存在着进一步改进和完善的空间，从而满足在应用区域中部署的嵌入式无线传感器节点的功率要



a) Prometheus传感器节点　b) Everlast原型系统　c) AmbiMax太阳能电池板与光传感器　d) AmbiMax超级电容器板

图 1.17　太阳能收集系统举例（引用自 X. F. Jiang、J. Polastre 和 D. E. Culler, "Perpetual environmentally powered sensor networks, "*4th International Symposium on Information Processing in Sensor Networks*（*IPSN*）, pp. 463-468, 2005[33]; F. I. Simjee 和 P. H. Chou, "Efficient charging of supercapacitors for extended lifetime of wireless sensor nodes," *IEEE Transactions on Power Elec-tronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1526-1536, 2008[34]; C. Park 和 P. H. Chou, "AmbiMax: Autonomous energy harvesting platform for multi-supply wireless sensor nodes," *3rd Annual IEEE Communications Society on Sensor and Ad Hoc Communications and Networks*（*SECON*）, vol. 1, pp. 168-177, 2006[35]）

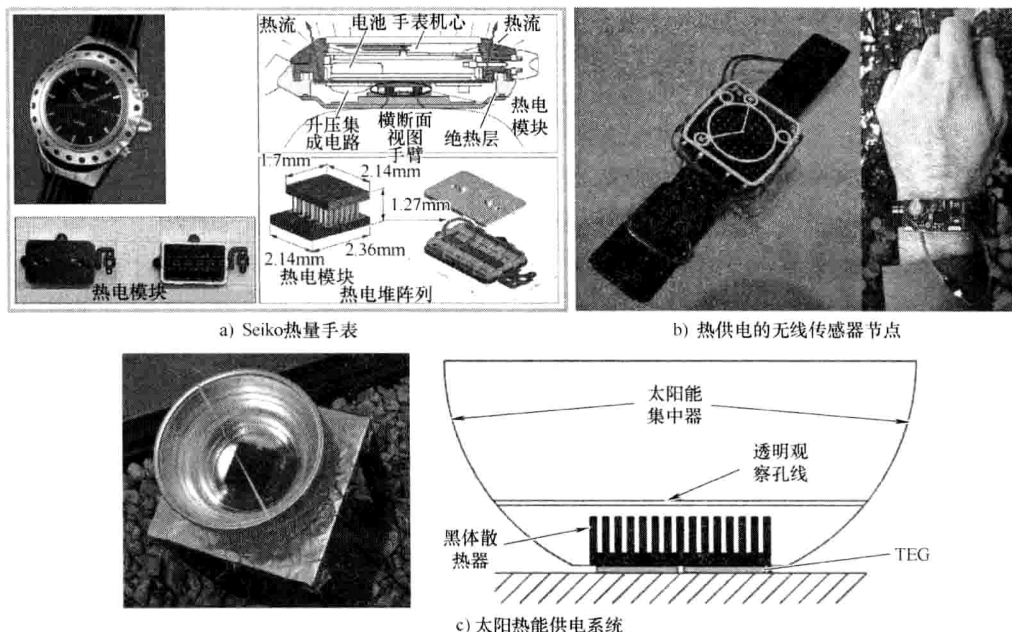
求，其中这些区域如阳光直射通常较弱或无法到达的室内和阴暗的地方。然而，在一些情况下，太阳能或许不是一种最佳的选择，当光照强度较低时，需要寻找可以代替太阳能的替代能源，或者是可以对太阳能起补充作用的能源。

1.3.3.2　热能收集系统

热能是替代能源的另一个例子。目前，正在研究几种热能转化为电能的方法[通过塞贝克效应（Seebeck effect）、热电偶、热压电效应][37]。这些方法的效率与卡诺定律（Carnot's law）有关，表达式为 $\eta=(T_{max}-T_{min})/T_{max}$。根据卡诺公式，对于5K的热梯度，相对于正常的环境温度是300K，计算热能收集（TEH）

效率大约是1.67%。考虑一个具有热导率为140W/mK的硅器件，正如Cottone[38]描述，对于$\Delta T=5K$，流经1cm长的导体产生的热功率是$7W/cm^2$。因此，在卡诺效率中获得的电功率计算得$117mW/cm^2$。乍一看，热功率密度为$7W/cm^2$似乎是一个完美的结果，但是TEH设备的效率远远低于简单的卡诺定律，所获得的电功率密度原来只是其中的一小部分，即$117mW/cm^2$。在文献中许多研究已经讨论了关于TEH设备的工作情况，其中热电发电机就是所研发的流行的设备之一，该设备基于塞贝克效应收集热能。由Hudak等人[37]在论文综述中描述了在5K的温度差条件下，运行热电发电机会产生$1\sim60\mu W/cm^2$的电功率。

一个TEH系统需要一个或更多的热电发电机，在TEG的冷热两侧有多个热交换器，一个是用于固定热交换器模块和确保良好的热接触的机械构造，防止热量从两侧损失的热绝缘，另一个是用于负载阻抗匹配的电力电子器件[29]。TEG的一个商业应用例子是由人体产生热量供电的Seiko热量手表，如图1.18a所示。



a) Seiko热量手表

b) 热供电的无线传感器节点

c) 太阳热能供电系统

图1.18 TEH系统举例（一）

（引用自N. S. Hudak和G. G. Amatucci, "Small-scale energy harvesting through thermoelectric, vibration, and radio frequency power conversion," *Journal of Applied Physics*, vol. 103, no. 10, pp. 101-301 (1-24), 2008[37]; V. Leonov、T. Torfs、P. Fiorini和C. Van Hoof, "Thermoelectric converters of human warmth for self-powered wireless sensor nodes," *IEEE Sensors Journal*, vol. 7, no. 5, pp. 650-657, 2007[39]; H. A. Sodano、G. E. Simmers、R. Dereux和D. J. Inman, "Recharging batteries using energy harvested from thermal gradients," *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, vol. 18, no. 1, pp. 3-10, 2007[40]）

图 1.18a 所示的 Seiko 手表，其中 TEH 系统包括一个热电模块、一个锂电池以及一个简单的直流-直流升压稳压器[37]。手表的热电模块记录了 5K 的温度梯度下与 10 个 TEG 串联得到的功率是 $60\mu W/cm^2$[41]。类似地，Leonov 等人[39]从人体热量产生热电功率传输到无线传感器节点的角度考虑 TEH，如图 1.18b 所示。白天产生的平均功率是 $250\mu W$ 与温度差为 10K 条件下的大约 $20\mu W/cm^2$ 对应，这高于在许多室内条件下的太阳能电池板的功率，特别是考虑到在夜晚也可以利用 TEG 功率。然而，这些系统并没有考虑能源与负载之间恰当的匹配从而确保 MPP 的运行。

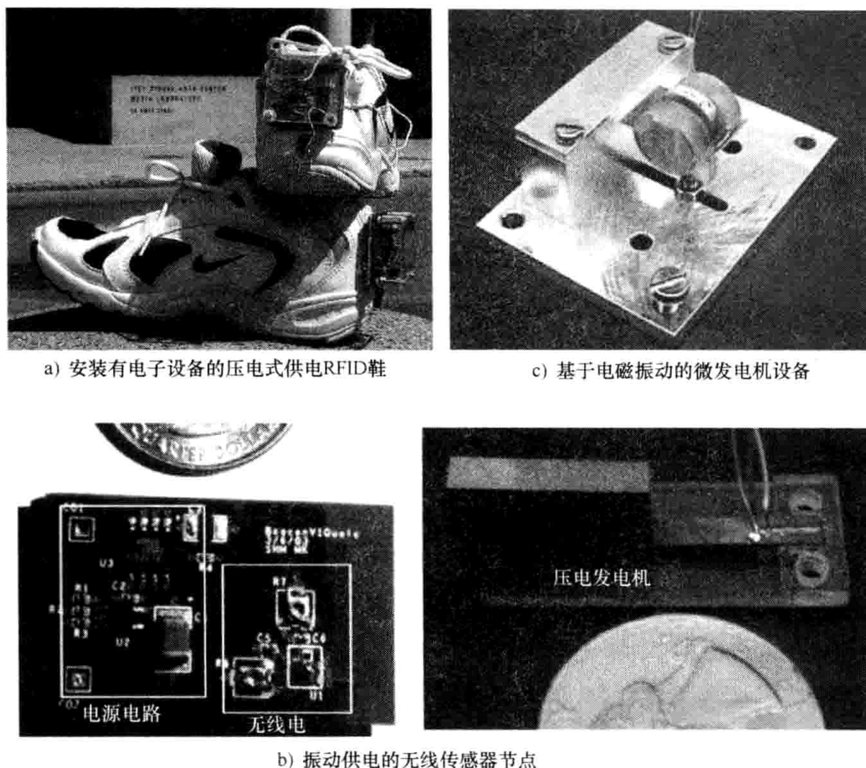
在其他的 TEH 研究中，Stevens[42]和 Lawrence 等人[43]考虑通过热电转换开发地面和空中之间的自然温差以此设计太阳能 TEH 系统。之后，Sodano 等人[40]提出了一种放置在温室中的太阳能 TEH 系统，该温室具有太阳能集中器，如图 1.18c 所示。太阳能 TEH 系统采用一个热电发电机为 NiMH 镍金属氢化物电池再充电。在估计的温差 $\Delta T=25K$ 条件下，收集的能量能够为 80mAh 的电池充电 3.3min。作者已经证明 TEG 也许可以作为一种备选用于光电设备的太阳能转换。然而像前面一样，很少的文献讨论了关于太阳能 TEH 系统的功率管理方面。

1.3.3.3　振动能收集系统

随机的机械振动作为一种潜在的能量源的第一个重要的优点是目前它们随处可见。机械振动在许多环境中都可以发生（比如建筑、运输、地形、人类活动、工业环境、军事设备等）。根据周围环境的不同，它们的特征是多种多样的：从低到高的频率、幅度以及持续时间歧管。从许多研究的理论和实验中可以得出由振动转化的功率密度大约是 $300\mu W/cm^3$[38]。将机械运动转化为电能的设备可以分为三类：电磁转换器、静电转换器和压电转换器[44,45]。在电磁转换器中，由静磁场的线圈振荡而产生感应电压。在静电转换器中，如果可变电容器极板移动，则该极板上的电荷产生电压。压电转换器利用一些材料的特性，如晶体或陶瓷，产生相应的机械应力电势。在振动能量收集器的应用中手表行业是最典型的应用之一，该行业里已经成功地将振动能量转换器用于手表的供电上。

Shenck 等人针对鞋提出了压电-供电射频识别（RFID）系统[46]，如图 1.19a 所示，该系统从人类走动中收集能量。开发的鞋垫在正常走路条件下能够产生大约 10mW 的功率。这说明人类活动的机械振动是值得花费精力去研究的另一种有前景的可再生能源。由 Roundy 提出了另一种相似的方法[47]，如图 1.19b 所示，压电发电机已经作为很有吸引力的方法用于无线收发机的供电。其他被报道的振动能量收集（VEH）研究包括可穿戴的电子纺织品[49]以及基于电磁振动的智能传感器系统的微型发电机设备[48]（见图 1.19c）。Meninger 等人[50]在他们的研究中已经证明了电磁的振动-电转换器在每立方厘米可以产生 $2.5\mu W$ 的电功率。类似地，Mitcheson 等人[51]讨论了另一项研究工作，表明从振动的微型发电

机（体积数量级为 $1cm^3$）由典型的人体活动（在 1Hz 活动 5mm）刺激获得 $4\mu W/cm^3$ 以上的电功率，而因机器产生的刺激（在 2.5kHz 活动 2nm）获得的电功率达到 $800\mu W/cm^3$。虽然在过去的 5 年中已经开发了许多中小型 EH 发电机[38]；但仍然缺乏足够的超低功率的管理电路从而适应这一代微功率的要求。



a) 安装有电子设备的压电式供电RFID鞋

c) 基于电磁振动的微发电机设备

b) 振动供电的无线传感器节点

图 1.19　TEH 系统举例（二）

（引用自 N. Shenck 和 J. Paradiso，"Energy scavenging with shoemounted piezoelectrics，" *IEEE Micro*，vol. 21，no. 3，pp. 30-42，2001[46]；S. J. Roundy，"Energy scavenging for wireless sensor nodes with a focus on vibration to electricity conversion，" Ph. D. Thesis，University of California，Berkeley，2003[47]；P. Glynne-Jones、M. J. Tudor、S. P. Beeby 和 N. M. White，"An electromagnetic，vibration-powered generator for intelligent sensor systems，" *Sensors and Actuators*，vol. 110，no. 1-3，pp. 344-349，2004[48]）

在另一个 VEH 研究工作中，Paradiso 等人[52]已经成功地证明了具有共振匹配变压器的压电器件和调节电子元器件，当按下按钮，每 15N 的推力和电压为 3V 的作用下产生 1mJ 的能量，该功率足以运行一个数字编码器和一台可以传输超过 15m 的收音机。然而，这个系统需要一个大型变压器以提高由压电元件产生的输出电压。变压器的效率受限于一次电流达到最大值时的漏磁和铁心饱和。

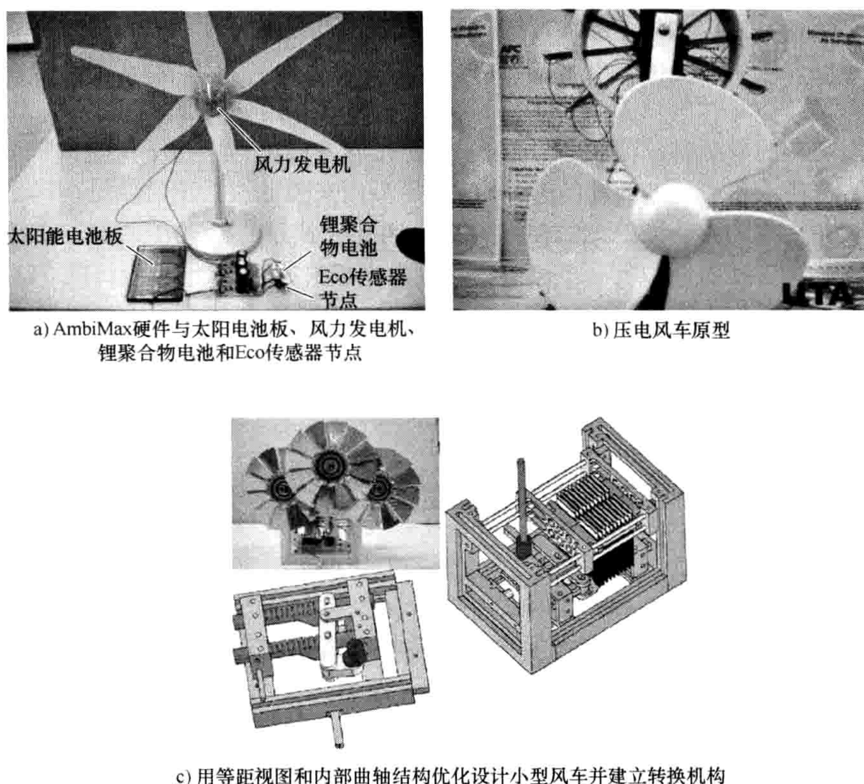
换个有趣的说法，假设平均血压是100mmHg（正常的血压要求是120/80，在大气压以上），休息时的心率是60次/min，心脏通过主动脉每次搏出量为70mL[53]，则产生的功率大约是0.93W。Ramsay等人[54]发现当血压暴露在压电发电机中，应用的负载不断变化，发电机产生微瓦数量级的功率；当负载间歇性变化时，发电机产生毫瓦数量级的功率。然而，利用血压产生功率只会限制可穿戴微型传感器的应用领域。

1.3.3.4 风能收集系统

与任何常用的可再生能源一样，风能收集系统（WEH）已被广泛地用在高功率的应用领域里，其中大型风力发电机（WTG）为远程负载和电网应用供电[55,56]。根据美国国家可再生能源实验室（NREL）的一项研究[57]，风能是世界上发展最快的发电技术。在过去的10年里，全球安装的风能系统至少增加了10倍，从1993年总容量的28GW到2003年接近40GW[58]。尽管大型的WEH持续地取得非常大的成功，但小型的WEH仍有待于进一步发展，小型的WEH在尺寸上很小且高度便携，可以为部署在远程位置上的小型自主式传感器供电，而那些远程地点的传感器可以感知甚至是忍受长期暴露在恶劣环境中，比如森林火灾。虽然文献中极少的研究提及小型的风能收集系统，但最近关于小规模的发电已经做了一些努力。Park等人针对小型风车提出了一种MPPT机制[35]。如图1.20a所示的WEH系统，利用风速和风力发电机旋转频率之间的近似线性关系，迫使WTG在其MPP中运行。

同样，Holmes等人[59]提出了一种非常有前景的思想，即从空气流速中收集功率密度的小型WT。之后，Weimer等人[60]展示了一种基于风速计的可实现WEH和传感任务的解决方案，该方案分别用两种不同的设备来完成。作者利用风速计转轴运动使得耦合交流发电机发电，为传感器节点供电。虽然融合后的收集方案中，传感器节点的运行寿命增加了，但会伴随着较大设备尺寸的价格和整体的成本提高，并且更高的能量转换的损失也会发生。

在另外的WEH研究中[61]，Priya等人设计了一种使用压电元件利用风能发电的风车（见图1.20b）。当风力达到6r/min时，收集和记录的功率是10.3mW。随之，另一组研究人员，Myers等人[62]研发了一种优化的小型压电风车，如图1.20c所示。该风车的整体结构用塑料制成，利用18块压电双晶片转换风能，将振动能转化为电能。经过测试，风车在平均风速为4.5m/s的条件下可以提供5mW的持续功率。尽管如此，由于WEH系统的物理尺寸太过庞大且与传感器节点相比显得过于笨重，所以它们收集的功率超出了传感器节点的要求。此外，缺乏足够的功率管理电路，以最大限度地提高从源到负载的电功率传输。



a) AmbiMax硬件与太阳电池板、风力发电机、锂聚合物电池和Eco传感器节点

b) 压电风车原型

c) 用等距视图和内部曲轴结构优化设计小型风车并建立转换机构

图 1.20　TEH 系统举例（三）

1.4　本书的贡献

正如 EH 系统的相关文献所描述的，没有确切的能量源适合于维持各种不同应用中无线传感器节点的运行。因此，本书的目的在于告诉读者如何通过进一步优化分析，去设计并实践应用各种各样类型的 EH 自主式传感器系统。在 WSN 的许多应用中，传感器部署的传感区域的环境条件往往是多变的。能源也具有间歇性和波动性，而无线传感器节点的运行需要一种恒定的电功率源。因此，本书的重点之一是设计足够的功率管理电路，为 EH 机制和传感器节点之间提供一个恰当的匹配。本书中研究工作的其他重要贡献如下：

- 提出两种类型的小型 WEH 系统：①使用 WTG 的直接 WEH 方法；②使用压电材料的间接 WEH 方法。提供了风能转换机制详细的分析和特征。基于 WEH 机制获得的特性，设计的功率管理单元需要注意在 WSN 中无线传感器节点的两种 WEH 机制在环境条件下的运行动态变化，比如不同的

风速。因为绝大多数的传统 MPPT 算法不再适合用于 WTG，针对 MPPT 已经介绍了一种仿真电阻或阻抗匹配机制。此外，使用金属-氧化物-半导体场效应晶体管（MOSFET）替换二极管设计出一个交流-直流（AC-DC）交替的有源整流器，用于整流 WTG 在低速的风力条件下产生的低幅度的交流电压。已经开发的 WEH 系统原型用来验证该系统的性能。

- 在一些地方，可能无法使用风能，因此介绍了一种热能收集（TEH）系统。TEH 机制中有一个微型的热电发电机（TEG），已经设计的 TEG 用来从热源收集热能。TEH 机制开发了一个等效电路模型。基于这个等效模型，介绍了 TEH 机制的热电分析。因为发现 TEH 机制的特征与 WTG 相似，开发了基于仿真电阻器的 MPPT，它可以使用很少的控制电路自然地跟踪 TEH 机制的 MPP。
- 已经开发的无电池和无线远程控制器以无线方式控制家用电器的开关，如电灯和风扇。提出了两种类型基于压电的 VEH 系统，用于收集人类按下按钮或开关的冲击力。对 VEH 机制的性能进行详细地说明和表征。由于手机的功率低于无线射频发射机消耗的功率，因此需要执行能源管理电路。首先，将 VEH 机制收集的能量积累和存储在电容器中，直到有足够的储存能量为射频发射机供电为止，然后发射机通电。
- 对于一些 WSN 的应用，需要使用多个能源。提出了一种风能和 SHE 的混合机制延长无线传感器节点的使用寿命。混合能源收集（HEH）系统用来同时收集这两个能源的能量，关于 MPP 的操作，WEH 子系统使用仿真电阻技术，而 SHE 子系统则采用恒定电压技术。HEH 的另一个研究提出室内环境光的混合 TEH 系统，将不同特性的能源直接相连。从 HEH 机制的角度，对它们之间的关系进行详细地分析，验证阻抗不匹配的问题不会影响功率达到最大值。研发一种功率管理电路，以适应从两个能源中收集的输出功率。
- 像 EH，为低功率电子设备提出了两种远程充电方式。一种已经研究的电磁感应方法能够将电功率沿着电源线以无线方式传输到传感器节点。基于无线射频发射机和电磁能量收集器的电功率要求，设计出了一种电磁感应系统并成功地应用。提出了运行在其电磁共振上的另一种无线功率传输（WPT）机制，即进一步延长了无线功率的传输距离。提供了 WPT 机制详细的理论分析，并通过仿真结果进行验证，WPT 机制的优化设计极大地提高了 WPT 的距离、效率以及形状系数。
- 研究并分析了各种类型的 EH 系统和它们各自的主要组成部分，即能量收集器（源）、功率管理电路、能量存储设备以及无线传感器节点（负载）。这些 EH 系统的设计和优化满足了目标应用的要求（例如，环境条件和事件/任务的要求），作为概念证明落实到硬件原型中。

1.5 本书的结构

第 1 章介绍了本书研究的背景知识，说明了这项研究的动机并明确了无线传感器节点的供电问题。为了解决这些难题，对 EH 解决方案及其系统的设计进行了描述。简要回顾了不同的 EH 系统以前的研究，并展现了目前对 EH 系统的研究工作。本书列出了该项研究工作的贡献。

第 2 章讨论了 WEH。探讨了基于 WTG 和压电风能收集器的两种 WEH 方法。关于第一种方法，讨论了使用小型 WTG 的 WEH 用于维持无线传感器节点的运行问题。为了解决这个问题，专门设计了一种超低功率管理电路，该电路包含一个仿真电阻和一个有源整流器，以此优化 WEH 系统。对 WEH 系统进行了详细地分析，然后利用实验结果进行验证。传统的 WTG 不适合在有限空间中应用。在 2.2 节中，提出一种新型的方法收集能量，即使用压电材料（PZT）。首先，将基于压电的风能收集器收集的能量积累并存储在一个电容器中，直到收集到足够的能量为止；然后触发器触发信号将电容器中存储的能量释放，为自主式风速传感器节点供电。提供的实验结果验证了在这项研究中提出的新方法。

第 3 章通过低温差环境中的热源讨论了 TEH。目前，TEH 受到了极大的关注，但是由于温度的波动以及高额成本的原因，导致其能量转化效率低且不一致，输出的功率也比较低，这些问题限制了它的发展。为了弥补 TEH 机制以维持无线传感器节点的运行，本章提出了一个直流-直流（DC-DC）降压变换器和一个基于 MPPT 的仿真电阻。仿真电阻的方法使用一个专门设计的超低功率管理电路，以此实现热能收集器和传感器节点之间的阻抗完全匹配，从而在不同温度条件下达到 MPPT。在该项研究中提供了详细的设计步骤，并获得了不同的仿真电阻参数。实验结果验证了 TEH 系统优化后的性能。

和任何常见的可再生能源一样，振动能是另一种类型的能源，人类活动可以是振动能的来源。第 4 章介绍了两种类型的基于压电的 VEH 系统，这两种系统从人类按下按钮或开关来收集冲击力。传统的方法是通过使用住宅及工业楼宇与墙上的设备连接电缆控制开关，这是一个令人头疼的问题。为了解决这个问题，提出了一种无电池的无线遥控器以无线的方式控制电子设备的开/关，比如电灯和风扇。实验结果证实：①压电按钮起动器；②预应力压电隔膜材料，产生的电能存储在电容器中。一旦收集到足够的能量，就为无电池的无线远程控制器的运行供电。

EH 系统本身有一个内在的问题：环境能源的间歇性。因此，无线传感器节点的运行可靠性可能会受到影响。为了增加无线传感器节点运行的可靠性，第 5 章讨论了两种 HEH 方法。提出了一种 WEH 和 SHE 的混合机制，同时从两种能

源中收集能量，以延长无线传感器节点的运行寿命。将具有不同性质的两种能源结合时，势必会造成两种不同能源和负载之间阻抗不匹配的问题。为了克服这个问题，每个能源具有自己的功率管理单元，以维持在其各自的 MPPT。获得的实验结果显示由 HEH 系统收集的电功率远远高于基于单个能源的 WEH 系统。第 5 章还提出了一种室内环境光和 TEH 的混合机制，该机制采用单一功率管理电路，以调整从两种结合的能源收集的输出功率。执行一种有效的基于微控制器的超低功率管理电路与基于固定参考电压的 MPPT 机制，在广泛的运行范围内，通过闭环电压反馈控制以确保两种能源传输到电力负载上的电功率接近最大值。通过将直接相连的两种能源并联配置，得出的实验结果验证了 HEH 系统。

除了 EH，第 6 章也证明了一种备选方式，即通过 WPT 机制为低功率的电子设备远程供电。WPT 机制采用电感耦合的概念（即通过收集电源线上的杂散磁场的能量，在无任何电气连接的条件下，转化为电能）。得到的实验结果验证了 WPT 系统的性能。为了延长 WPT 的距离，证明了在强耦合模式下运行的自谐振线圈的作用。提供了 WPT 系统的详细理论分析，并通过仿真结果验证。实验也验证了 WPT 系统的性能。

第 7 章对本书进行总结，简要地指出重点领域并讨论了拟解决方案，还列出了未来研究的可能性工作。

1.6　本章小结

本章介绍了无线传感器节点由于电池和能源供应有限而影响运行寿命的问题，并解释了本项研究的动机。描述了基本的 EH 系统的设计，对该领域以前的研究工作提供了文献综述，然后列出了本书的主要贡献，提供了本书的结构以及每一章的重点。第 2 章将详细阐述小型 WEH 的研究。

第2章　风能收集系统

像任何常见的可再生能源一样，在大功率应用方面已经广泛地研究了风能收集（WEH）技术，其中大型风力发电机为远程负载和电网连接的应用供电[55,56]。然而据了解，在文献中只发现较少的研究用于讨论小型 WEH 问题[35,60]，而规模微小且便于携带的 WEH 系统能够为部署在远程位置上的自主式传感器节点供电，其中那些远程的传感器节点能够感知甚至忍受长期暴露在恶劣的环境下，例如森林火灾地区。此外，从风力中收集能量，感知进风速度以确定灾难的发生，并发出紧急情况报警，提醒那个地区的人们以便他们有时间应对这种紧急情况。因此，该系统减少了由于灾难造成的伤亡数量。

本章介绍了两种类型的小型 WEH 机制：①2.1 节使用风力发电机的直接 WEH 方法；②2.2 节使用压电材料的间接 WEH 方法。与大型 WEH 系统相比，这些类型的小型 WEH 系统具有以下四种挑战：

1）在隐蔽的随机风场位置上部署小型 WEH 系统，而不是在开放的盛行风场领域部署，导致风能供应具有间歇性和波动性。

2）在较低高度的隐蔽地区，风速较低，一般在 2～7m/s 的范围内，与部署在高达 90m 的高塔，其暴露在大于 10m/s 的风速中的大型 WEH 系统相比，小型 WEH 系统收集的风能以立方根因子的速度显著地降低。

3）由一个只有几立方英寸的面积区域产生的弱空气动力，与一个大型风力发电机相比，进一步减少了可利用的风能收集。

4）微型的、无处不在的无线传感器节点要求体积小、重量轻以及低成本的 WEH 系统，而不是大型的 WEH 发电系统。

由于这些挑战，提出了重量更轻、体积更小的直接和间接的 WEH 系统，可以和微型无线传感器节点相媲美，而且能够从较弱甚至方向不定的风力中收集能量，以维持传感器节点长时间运行。

2.1　使用风力发电机的直接 WEH 方法

为了更好地理解直接 WEH 系统的功能和性能，图 2.1 显示了风能供电的无线传感器节点的电路结构。图 2.1 中风能供电的传感器节点包括三个主要的模块：①将能量收集器和风力机合并，耦合成发电机；②功率管理单元，包含一个

功率调节电路和能量存储电路；③无线传感器节点本身。

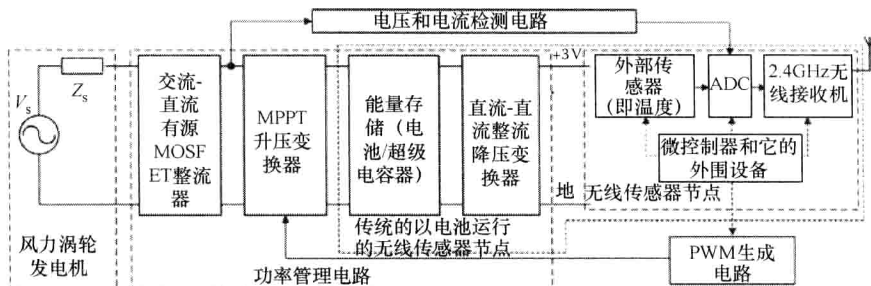


图 2.1　WEH 系统无线传感器节点的功能框图

对于运行在低速风力有效空间的 WEH 系统，风力发电机产生交流（AC）电压为 V_p（峰值），范围是 1～3V，该电压相对地低于具有 1MW 的额定功率且输出电压高达数百伏的大型涡轮发电机的电压[55]。因此，这对于传统的基于硅二极管的交流-直流（AC-DC）整流器而言是个挑战，传统的整流器具有较高的导通电压降，其电压降 V_{on}为 0.7～1V，通过电路将低振幅的交流电压整流并转化成一种可使用的形式。基于瞬时直流输出电压公式 $V_{dc} = V_p - 2V_{on}$，从式中可以看出使用二极管的交流-直流整流器的效率，该效率对于小型的 WEH 系统而言特别低。为了克服这个挑战，使用 MOSFET 替换传统的二极管，因为 MOSFET 的电压降远远低于二极管的电压降。基于 MOSFET 的有源整流器采用比较器感测输入交流电压的零点，以实现在非常低电压应用中的交流-直流较高的转换效率，这一理论在参考文献［63-65］中给出。这种感测电压的方法其问题在于如果每个比较器输入的电压彼此非常接近，则会产生过度振荡，交流-直流整流器的效率会大大减少。为了提高有源整流器的性能，目前采用的感测方法是生成门控信号，在本章实现了基于 MOSFET 的有源整流器的设计。

本章涉及的另一个极具挑战的问题是通过 WEH 系统收集电能为无线传感器节点供电，通常这些电能是非常低的，在毫瓦数量级甚至更低。如果风力发电机没有在其 MPP 运行，则情况会更糟。开发一种高效的功率转换器是关注的热点，该转换器使用微功率电子电路，以跟踪和维持从风力发电机输出的功率是最大值，从而保持无线传感器节点的运行条件在广泛的运行条件范围内。MPPT 技术已经普遍地应用在大型 WEH 系统中[66-68]，以此收集环境中更多的能量。然而，这些 MPPT 技术需要很高的计算能力，以实现其精准的 MPPT 的目标。由于复杂的 MPPT 电路消耗的功率比收集能量本身消耗功率更多，因此在小型 WEH 系统中实施这样精确的 MPPT 技术是不可取的。到目前为止，在文献中发现这方面的

研究是非常有限的，很少有文献讨论了一种简单且兼容的 MPPT 算法，它能够解决小型 WEH 系统的问题。在本章，针对微型风力发电机介绍了一种仿真电阻的方法。该方法的基本原理是，控制有效的负载阻抗，仿真风力发电机内部的源阻抗，以实现源和负载之间良好的阻抗匹配[69-71]，使收集的电能总处于其运行风速的最大值。

本章的重点在于解决与小型 WEH 无线传感器节点相关的以上提到的两个挑战，这些传感器节点使用超低功率的管理电路，具有较低的开销。本节的其余部分安排如下：2.1.1 节描述了风能转换系统的详细内容，并确定系统在每个阶段的输出功率；2.1.2 节讨论的问题涉及有效功率管理电路与风力发电机和无线传感器节点的接口设计；之后，优化 WEH 无线传感器节点原型的实验结果将在 2.1.3 节中描述；2.1.4 得出结论。

2.1.1　风力发电机

首先调查了在 WEH 系统中，能量收集器依据所使用的发电机类型将环境中的原始风能转化为可利用的交流或直流电能。在这种情况下，能量收集器是一个叶片半径为 3cm 的水平轴微型风力涡轮机直接耦合成一个体积为 1cm^3 的单相交流发电机。量化过程从使用输入风速 v(m/s) 和输出可用的功率之间的关系计算风能功率 P_{wind}开始，则单位为瓦的 P_{wind}表达式为[72]

$$P_{wind}=\frac{1}{2}\rho A v^3 \tag{2.1}$$

式中　A——给定的风力接触面积（m^2）。

以偏远地区环境的整个月的日常记录的风速[73]为例，如图 2.2 所示，计算整个月的平均风速大约是 3.62m/s。基于蒲福风力等级（Beaufort Scale），计算所得的平均风速被称为相当轻的，相当于微风拂面，因此可利用的风能是相当有限的。在微风的条件下，基于式（2.1）计算出可利用的风能是 82mW。在图 2.2 上可以看出，风速的波动相当明显；风速可以高达 6～7m/s，而且很多天都停留在低风速 2m/s 的范围内。由于偏远地区的地理条件，风速的波动性较高，因此要求功率管理电路具有较宽的输入运行带宽，使其能够既包含所收集的电功率最小值也包含电功率的最大值。

图 2.3 所示是风力发电机系统的一个功能框图，该图显示了原始风能转化为电能的过程，表明在不同阶段对应着可利用的能源，例如，原始风能功率 P_{wind}、机械功率 P_T以及电功率 P_{elec}。当风吹过风力发电机的叶片时，由风力发电机收集可利用的部分功率并转化为电能。实验测试了风力发电机在风速为 3.62m/s 时的空气动力效率（也称为功率系数 C_p）大约是 39%（$C_p=0.39$）。汇集所有的关于风力发电机的技术信息，在平均风速为 3.62m/s 的条件下，风力发电机

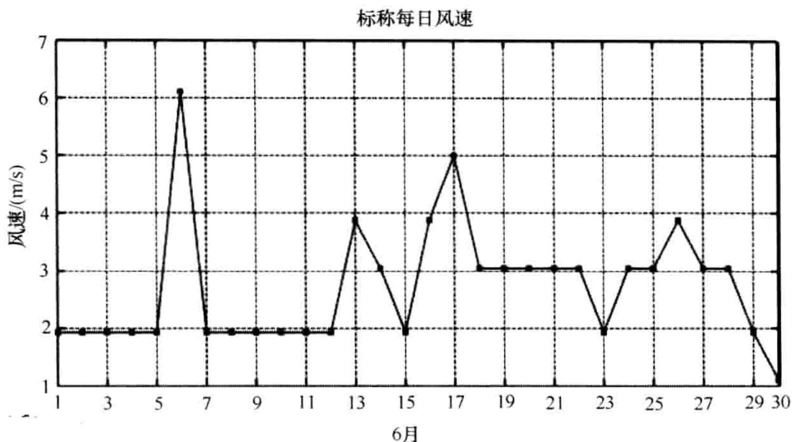


图 2.2　一个典型部署位置在 2006 年 30 天内的每月记录的风速

的理论功率 P_T 可以用以下公式计算得到：

$$P_{T,3.62m/s} = C_p P_{wind}$$
$$= \frac{1}{2}(0.39)(1.225)[\pi(0.03^2)](3.62^3) = 32(mW) \tag{2.2}$$

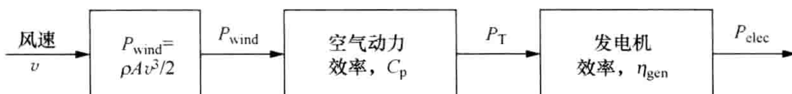


图 2.3　风力发电机的功能框图

基于空气动力叶片效应以及直接耦合发电机的转轴，估计风力发电机转轴上可用的机械功率值是 32mW。参照图 2.3，在风速计算中考虑发电机的效率 η_{gen}，由风力发电机收集的电功率 P_{elec} 可以由以下公式描述：

$$P_{elec,3.62m/s} = \eta_{gen} P_{T,3.62m/s}$$
$$= (0.41)(32mW) = 13.12mW \tag{2.3}$$

在风速 1.3～8.5m/s 范围内，风力发电机测试了不同的电阻负载之后获得电功率 P_{elec}，图 2.4 显示了风力发电机的功率曲线。图 2.2 和图 2.4 分别显示了部署位置的可用风速范围在 2.3～7m/s，以及收集的电功率在 2～70mW 范围内。目标位置的平均风速是 3.62m/s，而风力发电机产生的输出电功率平均值是 13mW。这个 13mW 的最大功率值只能在风力发电机的负载匹配阻抗为 100Ω 的条件下收集。

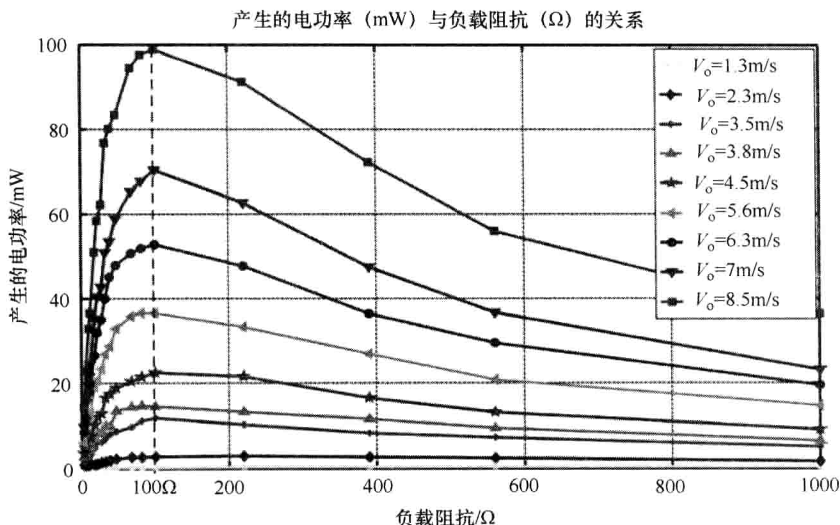


图 2.4　风力发电机在负载阻抗范围内的功率曲线

2.1.2　高效的功率管理电路的设计

在 WEH 系统中，功率管理单元过去常常用于关注风力发电机在不同的环境条件下的动态变化，比如不断变化的风速以及无线传感器节点运行在不同部署位置上的功率损耗。在功率管理单元内部，超级电容器具有快速的动态响应，用于解耦风力发电机的波动能源供应和无线传感器节点的占空比运行之间的内在关系。考虑到风力发电机的特性以及无线传感器节点的性能，则有必要对功率管理单元进行优化以满足应用的要求。因此，使用专门设计的超低功率管理电路对 WEH 系统进行优化，并提出两个不同的亮点：①使用 MOSFET 替换二极管的交流-直流有源整流器，在低风速条件下，对风力发电机产生的低幅度交流电压进行整流；②具有仿真电阻算法的直流-直流（DC-DC）升压变换器以执行 MPPT。

2.1.2.1　有源交流-直流变换器

有源交流-直流变换器可以分为两个阶段：负电压变换器和有源二极管。有源整流器电路的第一个阶段如图 2.5 所示，由四个标准的 MOSFET 组成：两个高端 P 型 MOSFET（PMOS1 和 PMOS2），常用于在正、负半周期分别将交流电压 v_1 和 v_2 传输到输出直流电压 V_{dc}；两个低端的 N 型 MOSFET（NMOS1 和 NMOS2）为接地节点提供一条路径，分别在 v_1 或 v_2 的周期内返回到低电势。通过这样做，有源整流器的第一阶段将输入的正弦波的负半周期转换为正半周期。而且，在这种配置下不需要额外的启动电路，因为每当 MOSFET 不启动开关时，通过 MOSFET 二极管的电流都有备用路径。

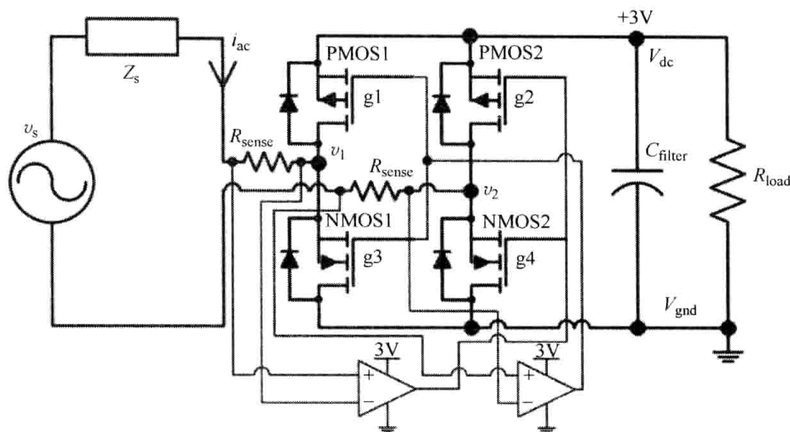


图 2.5　全桥有源 MOSFET 整流器的示意图

有源整流器第二个阶段的主要功能是控制 MOSFET 开关序列的接通和断开，这些 MOSFET 位于有源整流器的第一阶段以促进整流进程。根据 Lam 等人[64]和 Seeman 等人[65]提出的有源二极管阶段，采用一个快速且低功率的比较器电路，对每个 MOSFET 开关两端的电压连续取样。这种电压感测方法存在的问题是，如果输入交流电压 v_1或 v_2与输出的直流电压 V_{dc}之间的差别很小或者比较器速度太慢，则在开关接通和断开的转换期间会产生过多的振荡，图 2.6 描述了发生过多振荡的缩放波形。由于这些不必要的振荡，会丢失所收集的部分能量，从而导致整体效率下降。

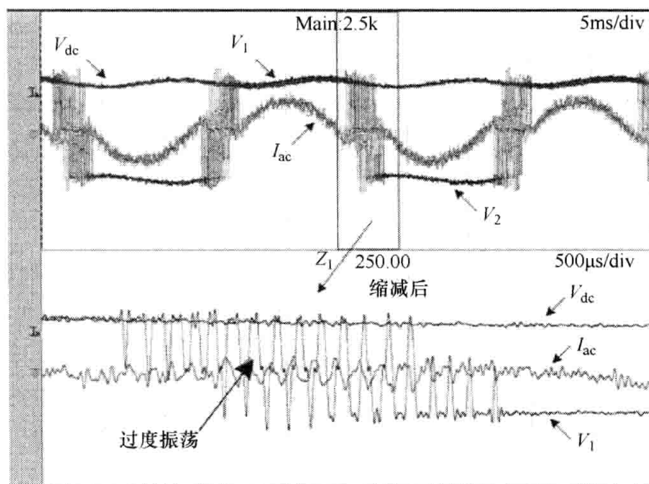


图 2.6　使用电压感测方法导致过度振荡的有源 MOSFET 全桥整流器的实验波形

为了解决这个问题，图2.5显示了非常小的感测电压通过MOSFET开关g_1～g_4，可供选择的另一种方法用于感测如图2.5所示的交流源电流i_{ac}，在有源整流器电路中产生针对MOSFET开关g_1～g_4相应的门控信号。使用两个精确的过零比较器（LMC7215）专门设计了这种既简单又省电的感测电流电路，并具有非常低的开销功耗仅90μW。比较器的源电压取自于存储电容器，电压值为3V，如图2.5所示。

每当输入交流电压在正或负半周期的峰值分别是v_1或v_2时，高于输出的直流电压V_{dc}，流过感测电阻R_{sense}两端的电流i_{ac}，过零比较器通过测量R_{sense}两端的电压感测交流电流的流动。比较器产生控制信号用于打开或关闭MOSFET开关相应的组合，也就是说，①交流的正半周期：PMOS1和NMOS2接通，而PMOS2和NMOS1关闭；②交流的负半周期：PMOS2和NMOS1接通，而PMOS1和NMOS2关闭。在MOSFET的开关接通和断开状态之间的开关转换期间，从图2.6和图2.7中可以清晰地观察到缩放波形，然而使用感测电压方法（见图2.6）比使用感测电流的方法（见图2.7）引入更多不必要的振荡。使用电压感测的方法会导致在有源整流器中损失更多的能量，所以减少了其整体的转换效率。因此，检测电流的方法会比它的对立面（检测电压的方法）具有更好的性能，常常将其应用在有源整流器中，以控制桥式整流器中MOSFET开关的切换。

比较基于MOSFET且使用电流感测方法的有源整流器的性能和基于传统二极管的无源整流器，尤其在低速风力条件下，以寻求一种为微型风力发电机产生低幅度交流电压更好的整流解决方案。这种性能之间的比较是在计算两个二极管

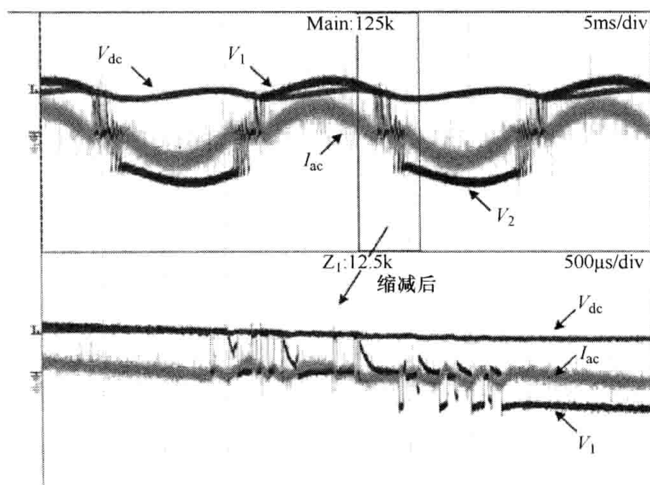


图2.7 在最佳负载条件下，使用电流感测方法的有源MOSFET全桥整流器的实验波形

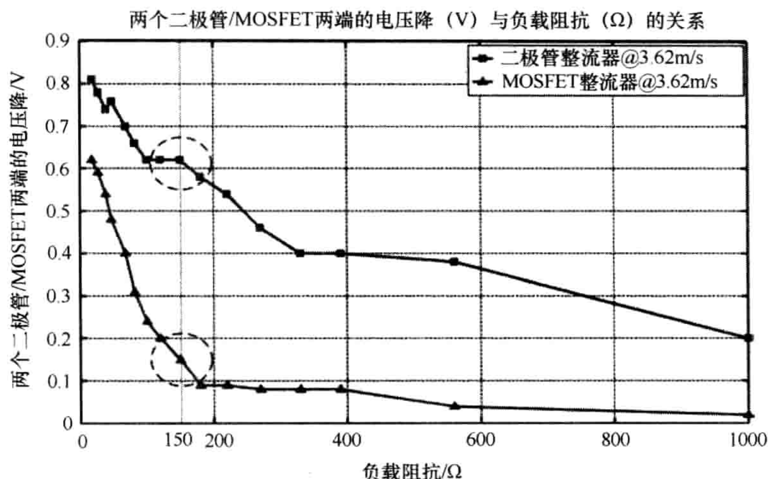


图 2.8　在负载阻抗（Ω）范围内，二极管和 MOSFET 之间的电压降（V）比较

和两个整流器的 MOSFET 两端的电压降基础上进行的，图 2.8 绘制出了在负载阻抗范围内的电压降曲线。从图 2.8 中可以看出，在最优负载阻抗为 150Ω 条件下，有源整流器在风速为 3.62m/s 时，其电压降大约是 0.6V，这比电压损失为 0.15V 的四倍还多。随着有源整流器端的电压降减少，有源整流器能够比无源整流器整流更低幅度的输入交流电压，从而允许风力发电机持续收集甚至很低风速的风能。此外，风力发电机收集越多的电能（见图 2.9），则在广泛的风速范围内交流-直流功率变换效率也越高，如图 2.10 所示。

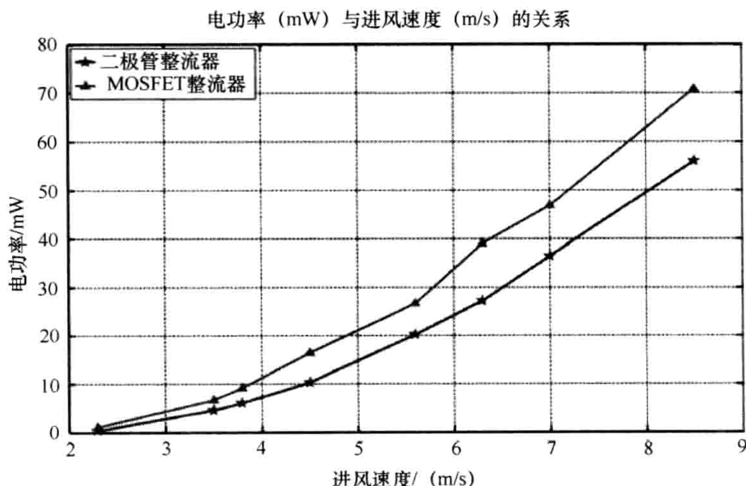


图 2.9　在最佳负载条件下，有源和无源整流器产生的电功率

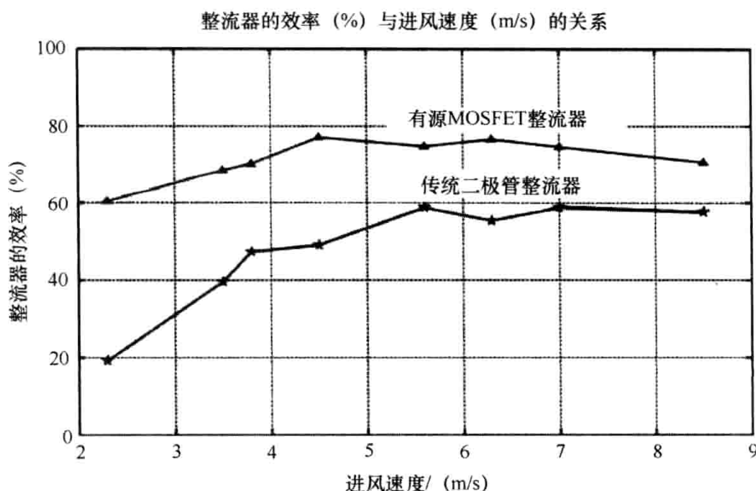


图 2.10 在最佳负载条件下，有源和无源整流器之间的效率比较

考虑结合从无源和有源整流器中所收集的实验数据，使用式（2.4）计算这两个整流器的效率（用功率因数表示，见图 2.7），然后将比较结果绘制在图 2.10 中。

$$\eta_{\text{rect}} = \frac{P_{\text{dc}}}{P_{\text{ac}}} \times 100\% = \frac{V_{\text{dc,meas}}^2 / R_{\text{load}}}{V_{\text{ac,meas}} \times I_{\text{ac,meas}} \times (\cos\phi \simeq 1)} \times 100\% \tag{2.4}$$

在风速跨度为 2.3～8.5m/s 时，基于 MOSFET 的有源整流器效率的平均值是 15%～25%，高于基于二极管的无源整流器（见图 2.10）。这种交流-直流变换进程的效率得到改进的主要原因是使用导通电压降非常低的 MOSFET 替换了二极管，还有就是使用与之相关的超低功率电流感测和控制电路。值得一提的是，在电流感测和控制电路中损失的功率仅仅是 90μW，从图 2.9 中可以看出这仅仅是所收集全部功率的一小部分，所以它并不会对主要的 WEH 系统产生显著的电力负荷。此外，即使有源整流器使用的器件与简单的二极管整流器相比是比较昂贵的，例如 MOEFET 和运算放大器，但至关重要的是小型 WEH 系统具有剩余的能量。因此，本节提出的有源整流器在 WEH 系统功率管理单元的设计中占有很重要的地位。

2.1.2.2 升压变换器与基于模拟的电阻 MPPT

与标准的升压稳压变换器不同，WEH 系统的功率管理单元的升压变换器其主要功能是①提高风力发电机较低的输出直流电压 V_{dc}，从而为能量存储设备充电；②实现 MPPT 以达到功率变换的最大值。根据超级电容器的能量存储水平，通过调节脉冲宽度调制（PWM）的占空比和升压变换器的门控信号，更改风力发电机的输出电压 V_{dc} 使其传输给超级电容器的功率最大，以致 V_{dc} 尽可能地接近于 V_{mppt}，而 V_{mppt} 是所收集的能量在其最大值时的电压。

迄今为止，为了寻求独立光伏系统[74]以及大型风力发电机[66]的 MPP，已经提出了不同的算法。Salas 等人[74]将 MPPT 算法划分为直接和间接两种方法。直接方法涉及一种迭代且振荡的 MPP 搜索，在搜索处理过程中会导致过多的能量损耗，这对于小型的 WEH 系统是不可取的。关于常用的间接方法，可以参考在产生的电压和电流条件下所收集的功率曲线，分别如图 2.11 和图 2.12 所示。从这两个图中可以看出，在所收集的功率最大值处，MPPT 电压（V_{mppt}）和电流（I_{mppt}）值会随着风速不同而不同，因此像 V_{mppt} 和 I_{mppt} 这样的变量不能作为间接 MPPT 方法的参考。

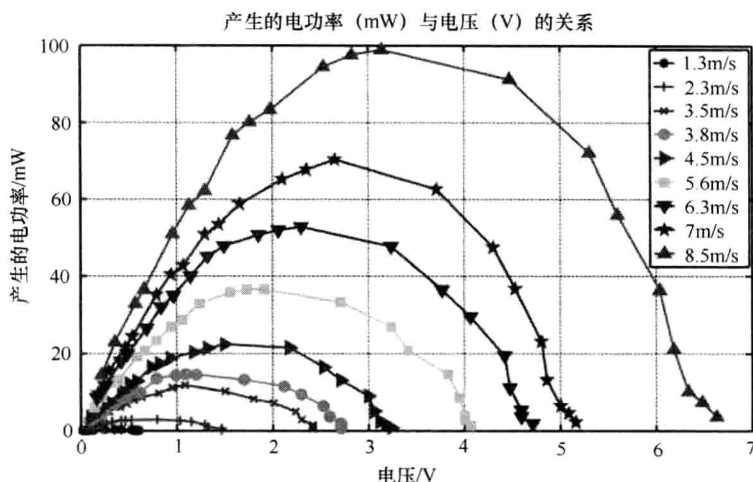


图 2.11　在风速范围内，相对于产生的电压所绘制的风力发电机收集的功率曲线图

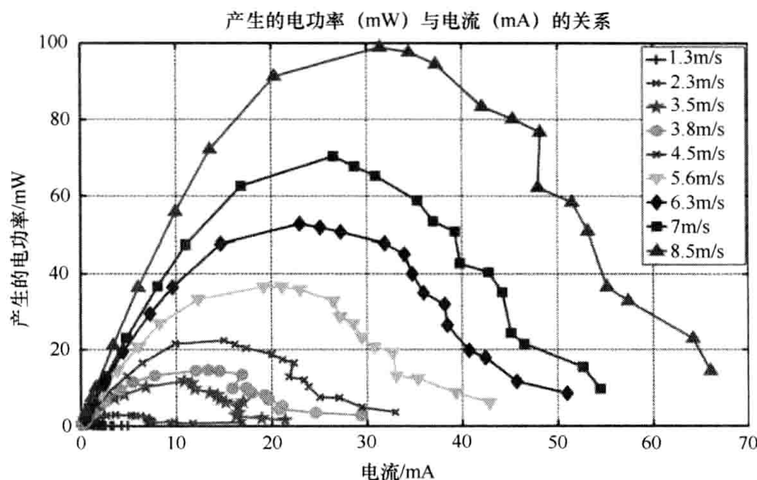


图 2.12　在风速范围内，相对于产生的电流所绘制的风力发电机收集的功率曲线图

由于大多数传统的 MPPT 算法并不适合用于 WEH 系统，本章提出了一种可替代的 MPPT 技术，该技术基于仿真负载阻抗的概念，以实现负载阻抗与源阻抗相匹配，正如 Paing 等人[70]以及 Erickson 和 Maksimovic[71]所描述。这种技术也称为仿真电阻或阻抗匹配。图 2.4 绘制的功率曲线显示了当负载电阻与风力发电机的源阻抗相匹配时，不同风速下收集的能量总是处于最大值。然而，对于其他的负载条件，不考虑风力发电机的内阻，无论是非常轻还是非常重的电力负载，由发电机产生的输出电功率都会显著下降。这一结果表明基于仿真电阻的 MPPT 技术是一种可能的选择，用于辅助小型 WEH 系统实现风力发电机收集的功率达到最大值。

Khouzam 和 Khouzam[69]㊀讨论了直接耦合的方法，该方法通过仔细选择收集器相对于负载参数的额定参数以实现能量收集器和负载之间的最佳阻抗匹配。Paing 等人[70]提出了另一种仿真电阻的方法，将升压变换器作为一个开环仿真电阻进行操作，选择恰当的器件自然地跟踪 MPP，使得能量收集器与负载阻抗之间达到最佳匹配。以上两种方法要求某种初始化调谐以及负载阻抗必须是固定的。然而在实践中，事实可能并非如此，负载阻抗往往易于改变，就像超级电容器的充电和放电过程一样，因此直接耦合的方法和简单的开环仿真电阻方法并不适合。为了克服这个问题，提出了一种基于微处理器的仿真电阻，它具有闭环反馈阻抗控制机制，以此作为 WEH 无线传感器节点在不同动态条件下的 MPP 跟踪器。这种机制并不像以上两种方法一样要求任何的初始化调谐，因为微处理器连同其反馈阻抗能够自动地将 WEH 系统调节到它的 MPPT 点。此外，这种 MPP 跟踪器嵌入了闭环控制功能，能够随着负载阻抗的改变持续地跟踪和模拟最佳的参考阻抗。图 2.13 描绘了具有仿真电阻的 MPPT 方法与升压变换器电路的设计。该电路基本上由三个主要的模块组成：①升压变换器，管理从风力发电机到负载的功率变换（即功率管理单元超级电容器以及 WSN）；②基于仿真电阻方法的 MPP 跟踪器，及其用于更改风力发电机工作点的感测和控制电路，从而保持所收集的功率处于 MPP；③PWM 生成电路。使用电压和电流感测电路，获得反馈阻抗 R_{fb}并比较微处理器中的参考阻抗信号 $R_{opt,ref}$，通过 PWM 生成电路以实现升压变换器的闭环 MPPT 控制。PWM 生成电路常常用于将低功率微控制器生成的低频 PWM 控制信号（<100Hz）增加成更高的开关频率（10kHz），以便用在升压变换器上的过滤器元件更小，进而使得整体的 WEH 系统更小型。

为了用实验进行验证仿真电阻方法的概念，从而在小型 WEH 上实现 MPPT，电子控制升压变换器的输入阻抗，也称为风力发电机的仿真电阻 R_{em}，以扫描图

㊀ 此处的两位 Khouzam 分别为 K. Khouzam 和 L. Khouzam。——译者注

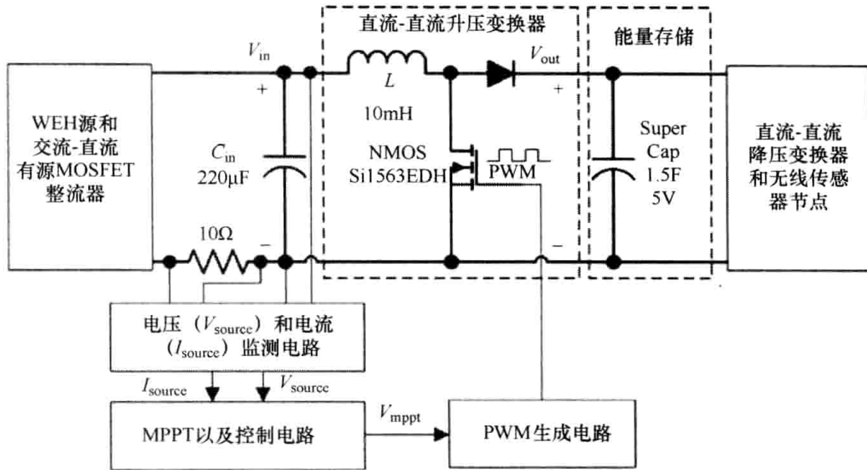


图 2.13　具有 MPPT 的直流-直流升压变换器概述

2.14 显示的功率曲线（左侧）和 I-V 曲线（右侧）的大范围值（10 ~ 800Ω）。在连续导通模式（CCM）下，基于直流-直流升压变换器的基本公式，变换器输入端的仿真阻抗由式（2.5）计算得

$$R_{em} = (1-D)^2 R_{load} \tag{2.5}$$

在静态负载条件下，选择固定电阻 R_{load} 为 1.2kΩ 表示无线传感器负载的平均功耗。因为 R_{load} 是一个常数，而变换器的输入阻抗 R_{em} 与升压变换器的占空比 D 有关，R_{em} 由式（2.5）表示。因此，更改 R_{em} 使其与风力发电机内阻 150Ω 相匹配，通过控制升压变换器门控信号的占空比 D 实现 MPPT。

$$D = 1 - \sqrt{\frac{R_{em}}{R_{load}}} \tag{2.6}$$

参考示波器中捕获的扫描过程，如图 2.14 所示的功率曲线，从图中可以观察到在不同风速条件下，所有的 MPP 大部分集中在 150Ω 的最佳电阻周围。获得的实验结果说明，采用升压变换器电路以及仿真电阻的 MPPT 方法，的确，最大功率从风力发电机传输到无线传感器负载上。

对设计的升压变换器与其闭环仿真电阻的性能在动态条件下也进行实验测试，即图 2.15 描述了风速在 2.3 ~ 6.3m/s 不断变化的 MPPT 性能。首先，2.3m/s 的轻风吹过风力发电机，图 2.15 标注的开始点作为 WEH 系统的初始条件。MPP 跟踪器利用闭环 PI 控制器，根据式（2.6）更改升压变换器的占空比，针对（左侧）150Ω 的最优电阻值，跟踪器可以反过来控制升压变换器的输入电阻。风速为 2.3m/s 时，一旦达到功率曲线的 MPP，闭环仿真电阻控制升压变换器，以保持不同风速条件下出现所有其他的 MPP 时风力发电机收集的能量。参

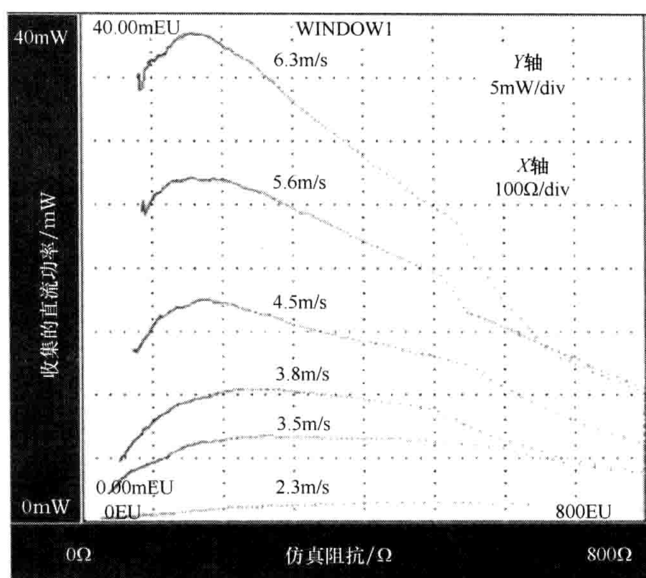


图 2.14　不同的进风速度实验获得功率和 *I-V* 曲线

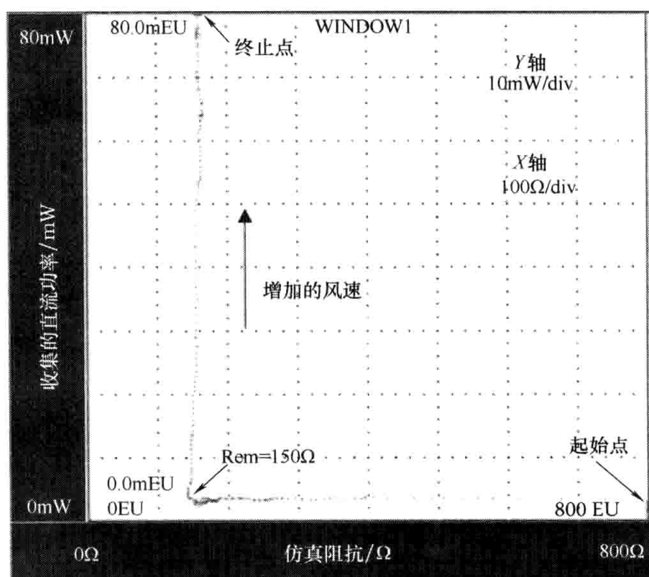


图 2.15　MPPT 升压变换器在不同风速条件下的性能

照图 2.15，可以观察到随着风速不断增加，一直到风速达到 6.3m/s 为止，仿真电阻 R_{em}大约维持在 15Ω 左右，图 2.15 将其标注为端点，功率曲线这时才达到

其 MPP。这种现象表明，升压变换器的闭环仿真电阻备受环境的动态条件的影响。

已经证明了具有仿真电阻的 MPPT 方法所设计的升压变换器在风力发电机中提取最大功率方面具有优越的性能，但这种性能需要牺牲变换器和与其相关的控制，感测和 PWM 生成电路中的额外功耗。因此，很有必要研究这些功率损耗和整个收集功率的比重。第一个研究是确定升压变换器的效率 η_{conv}，作为其输入负载功率 P_{load} 与输入直流功率 P_{dc} 的函数。以平均风速为 3.62m/s 的目标部署区域为例，变换器的效率可以用以下公式计算：

$$\eta_{conv}=\frac{P_{out}}{P_{in}}\times100\%=\frac{V_{out}^2/R_{load}}{V_{in}I_{in}}\times100\%=\frac{9.17\text{V}^2/1200\Omega}{1.15\text{V}\times8.14\text{mA}}\times100\%=84\% \tag{2.7}$$

相对于其他所有的风速而言，用式（2.7）计算的升压变换器的效率介于 80% ~ 90%，计算结果如图 2.16 所示。从图中可以看出，即使微风条件下所收集的功率很少（大约为 2mW），但升压变换器仍然能够获得 86% 这样相当不错的功率。这个例子说明了直流-直流（DC-DC）升压变换器在相对较低的额定功率条件下，仍然具有获得高效率的能力。

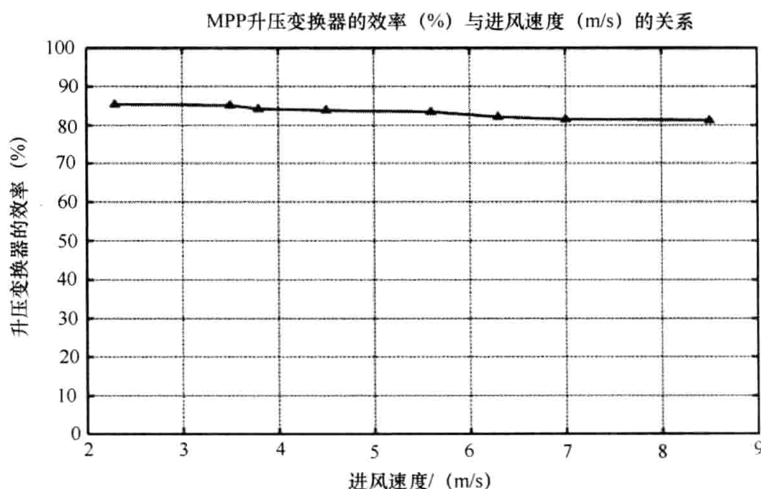


图 2.16 MPPT 升压变换器在不同的进风速度条件下的效率

另一个正在开展的研究是确定与其相关的控制，感测以及 PWM 生成电路的功耗与所收集功率的比重。基于感测和处理电路中每个单独器件电压和电流的要求，电子电路的总功耗计算得

$$\begin{aligned}P_{consumed}&=P_{sensing}+P_{processing}+P_{PWMgeneration}\\&=3\text{V}\times(74\mu\text{A}+15\mu\text{A}+30\mu\text{A})=0.357\text{mW}\end{aligned} \tag{2.8}$$

考虑升压变换器的功率损耗和与之相关的控制，感测以及PWM生成电路的功耗，分别由式（2.7）和式（2.8）表示，将具有MPPT的WEH系统和不具有MPPT的WEH系统之间的性能比较绘制成柱状图，如图2.17所示。图2.17显示了所有风速的测量点，从图中可以观察到具有MPPT的WEH系统性能，包括变换器的效率损失以及电路的功耗，更优于不具有MPPT的WEH系统。在图2.17中可以看出，在更高风速条件下这种结果会更明显，其中，具有MPPT机制的WEH系统所收集的功率和不具有MPPT机制有着非常显著的差别，在风速为8.5m/s条件下，从风力发电机收集的电功率高达四倍之多。这说明了WEH系统中实施MPPT的贡献和重要性。

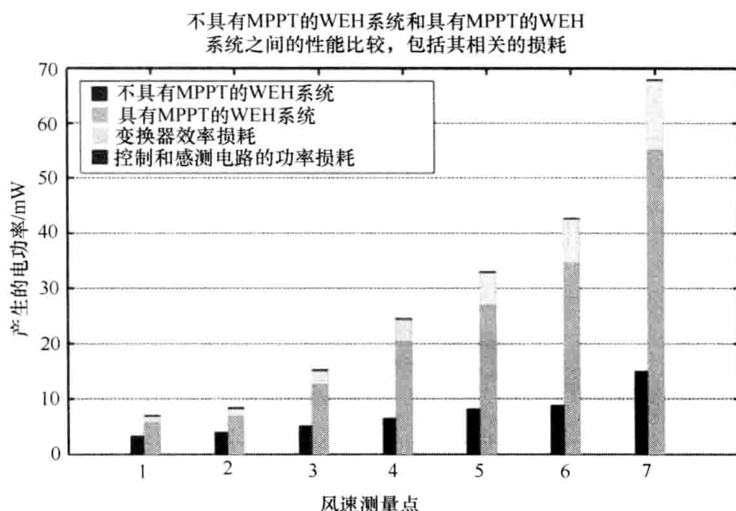


图2.17 在不同进风速度条件下，不具有MPPT的WEH系统和具有MPPT的WEH系统之间的性能比较，包括其相关的损耗

2.1.2.3 储能

长期部署的无线传感器节点需要具有像超级电容器和电池这样内建在传感器节点中的储能设备，以维持整个生命周期的运行。为了延长WSN的生命周期，确保储能设备具有同等的甚至更长的寿命也是至关重要的。比较选择超级电容器还是选择电池作为WEH系统的储能设备，最后结果是超级电容器。原因是因为超级电容器具有比电池更优越的特性，而这些特性对于WEH系统而言是非常有效的。超级电容器的特性包括完全充电周期众多（超过五十万的充电周期）、寿命长（10~20年的运行周期）、功率密度高（比电池有更高幅度的连续电流），以及在突发模式运行期间，比如无线电传输，为传感器节点提供更高的瞬时功率[34]。

超级电容器与离散电容器不同，它具有一个非常大的在法拉范围内的电容值，很适合能量存储，而离散电容器具有非常小在微法拉范围内的电容值，通常用于电源电路中以达到解耦的目的。当一个法拉范围的大型电容器最初与能源相连时，该电容器存储最小能量与能源之间形成短路，而且电源电路中的电压下降到电容器电压水平。当大型电容器与风力发电机相连时，也会发生同样的情况。虽然风力发电机在这种条件下仍然为超级电容器充电，但它不能够如此高效地完成充电过程。这是因为充电过程没有在 MPP 条件下实施，而 MPP 在给定风速条件下使得电压和电流的组合（即输出功率）最大化。电容器以这种方式充电时，WEH 的效率以 2 ~4 的系数成倍减少，如图 2. 18 所示。因此，在升压变换器的设计中考虑超级电容器的动态响应是很重要的，通过实行闭环仿真电阻而不采用参考文献［70］建议的假设负载阻抗固定的开环仿真电阻方法，以确保实现恒定 MPPT 的运行。

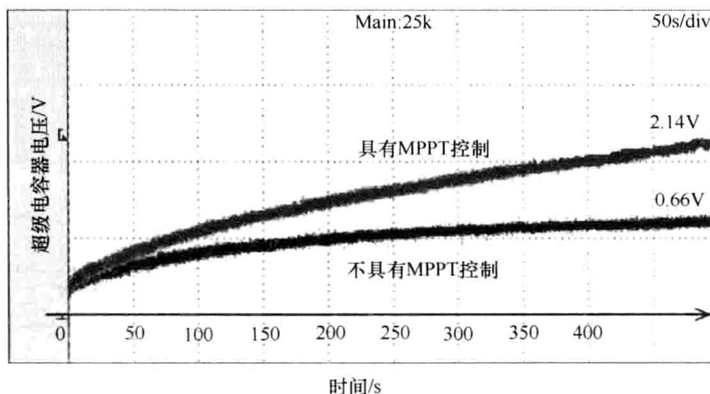


图 2. 18 具有 MPPT 的 WEH 系统和不具有 MPPT 的 WEH 系统为超级电容器充电的性能

如图 2. 18 所示，超级电容器放电阶段到由 WEH 系统充电所用的时间周期是 500s。在 V_{cap}（500s ）处，1. 5F 的超级电容器在 MPPT 机制下充电达到2. 14V 的电压水平，而不在 MPPT 机制下，它的充电电压只能达到 0. 66V。比较这两种机制，具有 MPPT 机制的 WEH 系统充电电压明显高于不具有 MPPT 机制的 WEH 系统。这是因为通过具有仿真电阻 MPPT 机制的升压变换器将风力发电机所收集的电功率更多地传输到电容器中。在动态负载情况下，R_{load}不断变化，闭环仿真电阻仍然能够更改式（2. 6）中升压变换器的占空比 D，从而保持 R_{em}总是处于最优阻抗值，以便 MPPT 的运行。当 WEH 系统与 MPPT 机制一起运行时，在时间 500s 之后积累在超级电容器中的能量值为 3. 43J，而比不用 MPPT 机制所收集的 0. 33J 的十倍还多。因此，这说明了在动态负载情况下，具有 MPPT 机制的

WEH 系统性能更优于不具有 MPPT 机制的。

如图 2.19 所示，充电过程划分为两个区域：不可控制的和可控制的。起初，超级电容器完全放电，则 WEH 系统可以自由地为超级电容器充电而不受升压变换器占空比的过多控制。当 WEH 系统在风速 3.62m/s 条件下使得超级电容器的电压达到 MPPT 电压时，$V_{mppt}=1.15\mathrm{V}$，可控区域才开始。在此之后，使用 WEH 系统所收集的功率最大值为超级电容器持续充电。整个充电过程由图 2.19 的源相对于负载电压表（左侧）所描述。基于式（2.5）表示的控制方程，随着超级电容器充电电压的变化，超级电容器的有效电阻增加。因此，根据式（2.6）调节占空比，如图 2.19 所示，以维持 MPPT 在其最优阻抗处。通过增加一个超级电容器，其充电特性本质上是非线性的，将它作为源与负载之间的一个缓冲区，从而表明升压变换器的闭环仿真电阻仍然使得 WEH 系统在其 MPP 上运行。

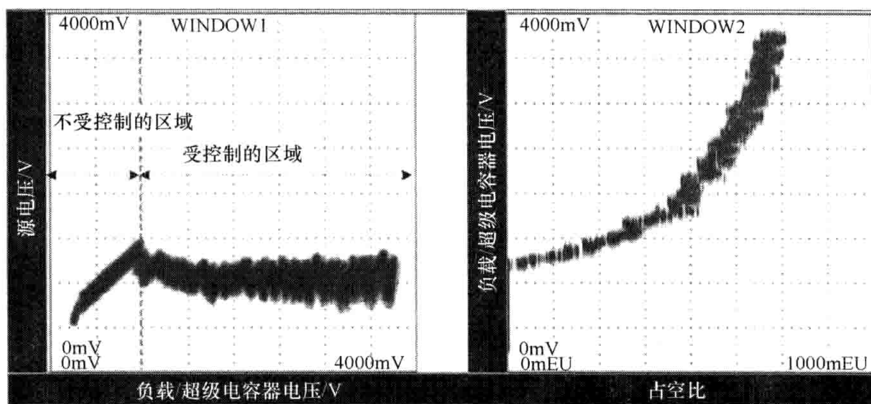


图 2.19　使用具有 MPPT 的 WEH 系统为超级电容器充电的过程描述

2.1.2.4　无线传感器节点

WEH 系统的设计用于市售无线传感器节点的供电，这些无线传感器节点由德州仪器（TI）公司提供，并称为无线目标板 eZ430-RF2500T。部署在应用场景中的无线传感器节点运行包括：①感测一些外部的模拟信号，比如风力发电机的电压和电流信号或者温度信号；②每秒进行通信和中继传感信息到网关节点。一旦每个基站接收到数据，则随后的动作是将所收集的数据后处理成可利用的信息。

针对 TI 无线传感器节点，使用现成的无线开发工具 eZ430-RF2500T，它由一个 MSP430 微控制器和一个 CC2500 RF 收发机组成，开发整个无线项目和 MSP430 的所有硬件和软件要求在一个方便的 USB（通用串行总线）盘中可以很容易地实现。eZ430-RF2500T 使用 16 位超低功率的微控制器 MSP430F2274，该控制器具有 32KB 的闪存、1KB 的随机存取存储器（RAM）、10 位模拟-数字转

换器（ADC）以及2个运算放大器，还有专门为低功率无线应用设计的与之搭配的CC2500多通道射频（RF）收发机。由于MSP430微控制器是无线传感器节点的一部分，所以无线传感器节点可以非常方便地利用内建的微控制器，而不会导致过多额外的功率开销，从而实现基于仿真电阻方法的MPPT机制，而不是在模拟电路上实行MPPT机制[36,70]。

长期运行是WEH系统的一个很重要的目标。实现这个目标的一种尝试是减少传感器节点的能量损耗。通过改进硬件设计和更智能化的功率管理来减少能量损耗，这就需要关闭未使用的器件或减缓耗能的设备，比如空闲期间的微控制器。采用的一种方法是，将时钟频率从1MHz降低到12kHz，并使用内部功率非常低且低频的振荡器（VLO），而不要求是晶体振荡器。在电源电压为3V处，激活模式的电源电流分别从390μA急剧减少到15μA，减少至近1/20，因此，功耗也随之减少。为了弥补缓慢的开关频率，设计并实施一个只消耗几十微瓦功率的外部PWM生成电路，以增加从低功率微控制器产生的低频PWM控制信号达到10 kHz的范围，从而使得无源磁器件的尺寸最小。本章采用的另一种减少能耗的方法是，以每秒较慢的速度预先设置能耗较多的无线模块的传输时间占空比。

2.1.3　实验结果

将自供电WEH无线传感器节点的概念实施到一个硬件原型中用于实验测试，其中该传感器节点使用高效的功率管理电路，如图2.20所示。使用交流-直流有源整流器和具有仿真电阻方法的MPPT，以维持无线传感器节点的运行，在实验过程中进行多次测试，从而验证优化的WEH系统的性能。

2.1.3.1　具有MPPT机制的WEH系统性能

依照部署地面的风力条件进行实验测试，如图2.2所示，其中给定平均风力是3.62m/s。图2.21显示了三种不同运行区域内进行的三个实验测试，用于区分WEH系统及其仿真电阻方法的MPPT机制为负载供电时的性能，其中，该负载由超级电容器、感测和控制电路以及无线传感器节点组成。首先使用不具有MPPT的WEH系统为负载供电，然后再使用具有MPPT的WEH系统供电，最后采用既没有MPPT又不是WEH系统供电。参照图2.21，可以观察到在没有配备MPPT机制的WEH系统中，超级电容器的电压V_{cap}不断减少，甚至在既没有WEH系统也没有配备MPPT集成到传感器的情况时这种结果更明显。这种现象表明完全依赖于能量存储或由不具有MPPT机制的WEH系统收集电功率并不足以维持传感器节点的运行。只有当WEH系统与MPPT机制结合在一起，才能为无线传感器节点的运行和超级电容器的充电提供充足的能量。每当WEH系统在其MPPT模式运行时（见图2.21），由微控制器控制风力发电机产生的输出电压，基于仿真电阻的算法，从而达到MPPT电压（$V_{mppt}=1.15V$）。

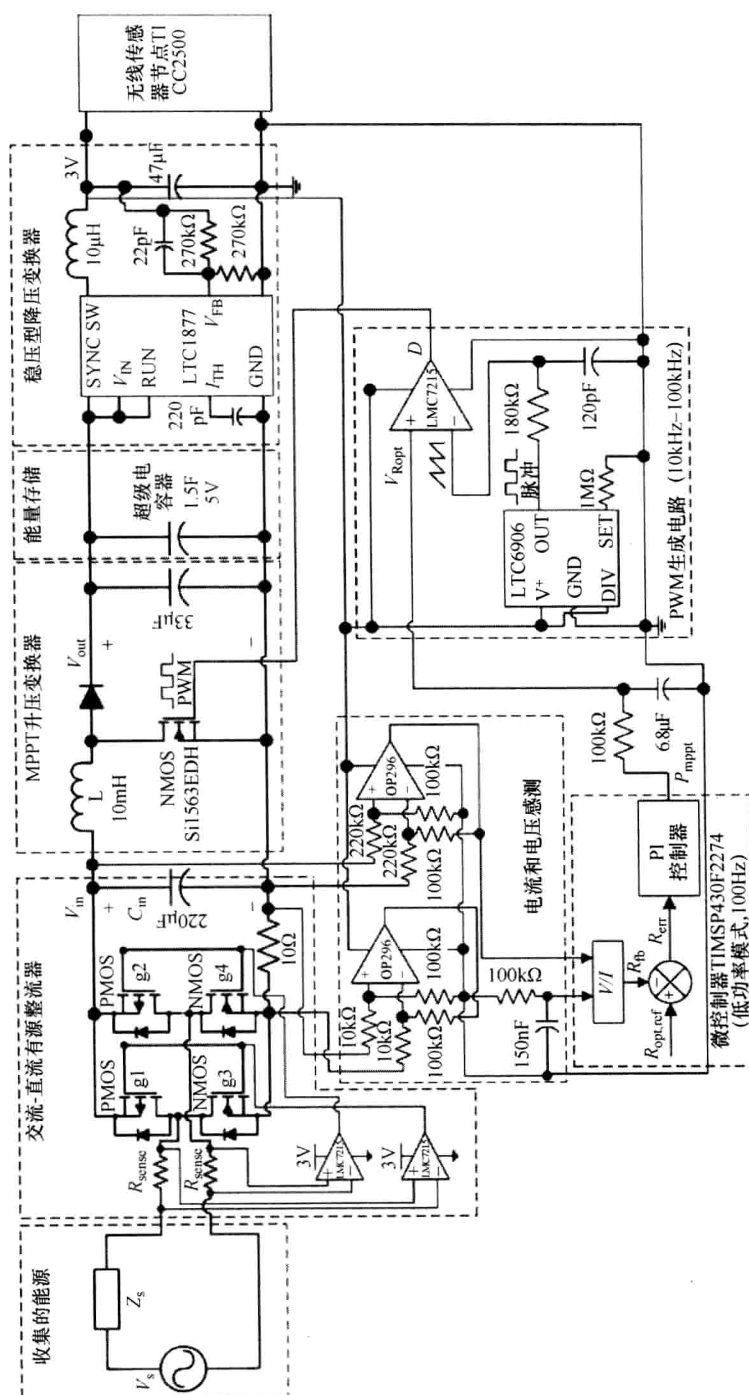


图 2.20　自供电的风力传感器系统的示意图

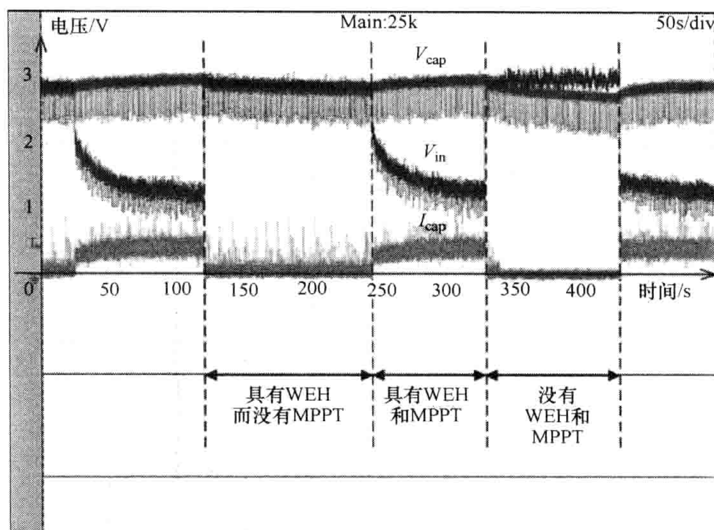


图 2.21　传感器节点在不同供电机制下的运行

使用如图 2.22 所示的波形，对 WEH 系统中的 MPPT 的效果进一步研究。首先，从图中可以观察到超级电容器两端的电压在 350s 之后从 2.9V 降到 2.75V。同样地，风力发电机的输出直流电压 V_{in} 也从 2.9V 降到 2.75V，如图 2.22 所示。基于图 2.11 所示的风力发电机的特性曲线，在风速为 3.62m/s 条件下，电压 V_{in} 在 2.75 ~ 2.9V 之间，WEH 系统收集的电功率是 1 ~ 2mW。由于每传输 1s 无线传感器节点消耗的功率大约是 3.6mW，包括感测和控制电路（约为 0.4mW），远远高于其所收集的功率（1 ~ 2mW），所以仅仅依靠 WEH 系统收集功率并不足以保证传感器节点的运行。然而，当使用升压变换器和闭环仿真电阻使得源和负载阻抗之间实现非常好地匹配时，风力发电机收集的功率会大大增加，从而产生足够的能量为超级电容器充电，在 150s 时间内，超级电容器的电压 V_{cap} 从 2.75V 又增加到 2.9V，如图 2.22 所示，充电过程所用时间小于先前放电时间的一半。在风速为 3.62m/s 时，由具有 MPPT 模式的 WEH 系统收集的电功率大约是 7.86mW，即使将变换器中的功率损失考虑在内，即无线传感器节点消耗的功率 3.6mW，则剩余的 4.26mW 功率用于为超级电容器供电。因此，具有 MPPT 机制的 WEH 系统绝对能够维持传感器节点的运行。

另一个进行的实验测试用于比较传统传感器节点和 WEH 传感器节点的性能，其中传统传感器节点只对能量存储起作用，如图 2.23 所示。随着传统传感器节点消耗超级电容器的平均功率是 3.6mW，而超级电容器两端的电压在大约 275s 内从 2.8V 下降到 2.55V，并计算得 1J 的能量传输到负载上。与不具有 MPPT 机制的 WEH 系统相比，因为由 WEH 系统产生的功率没有额外的部分用于

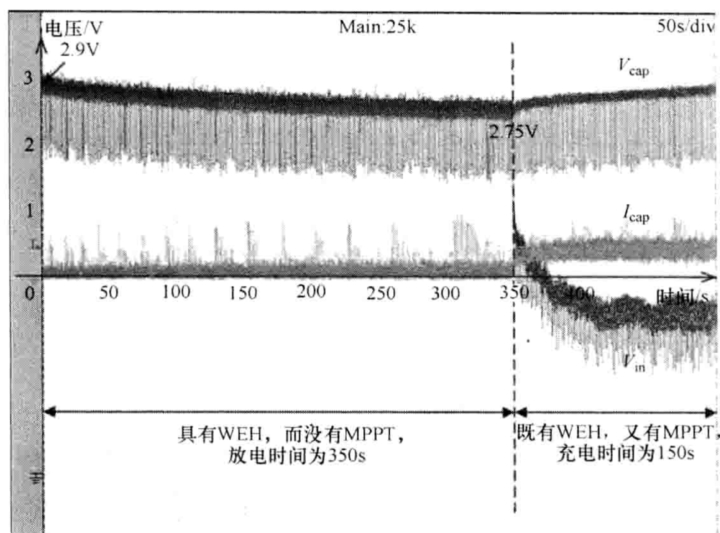


图 2.22 具有 MPPT 和不具有 MPPT 的系统之间的性能比较

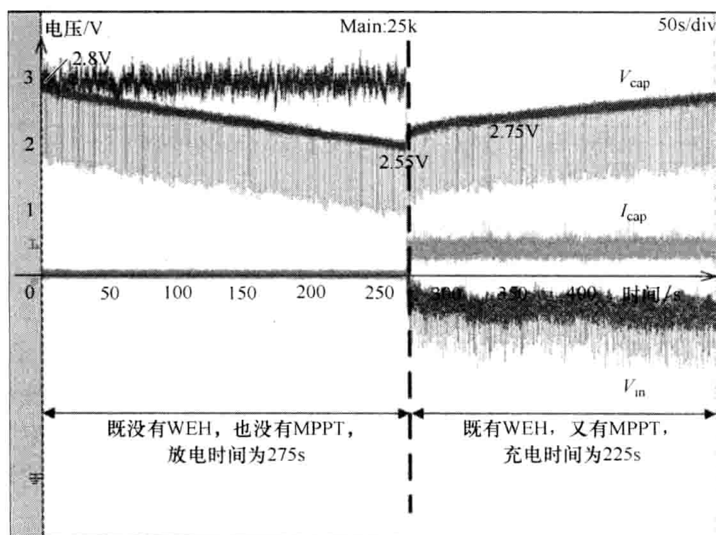


图 2.23 传统传感器节点和 WEH 传感器节点之间的性能比较

补充传感器节点的运行，则超级电容器的放电率远远高于这种情况，如图 2.22 所示。一旦激活 MPPT 机制的 WEH 系统，所收集的功率 7.86mW 用于为传感器节点供电并为超级电容器充电，在 225s 时超级电容器的电压达到 2.8V。

在这三个实验测试中，具有 MPPT 机制的 WEH 无线传感器节点获得最优的性能。这是因为 WEH 传感器节点与风能供电设计相结合，在其最优点处收集能

量并为超级电容器充电，从而维持传感器节点的运行。为了进一步验证 WEH 无线传感器节点与 MPPT 相结合的优越性能，在风速为 3m/s 的微风条件下，测试传感器节点，从图 2.9 可以观察到有源整流器输出端可利用的功率是 5mW。将直流-直流变换器的功耗考虑在内，也考虑到无线传感器节点的功耗，则可利用的 3.74mW 还有盈余。因此，图 2.24 显示的充电电压 V_{cap} 的波形说明了具有 MPPT 机制的 WEH 系统在较低风速运行时仍然能够为传感器节点供电，也能为超级电容器充电。

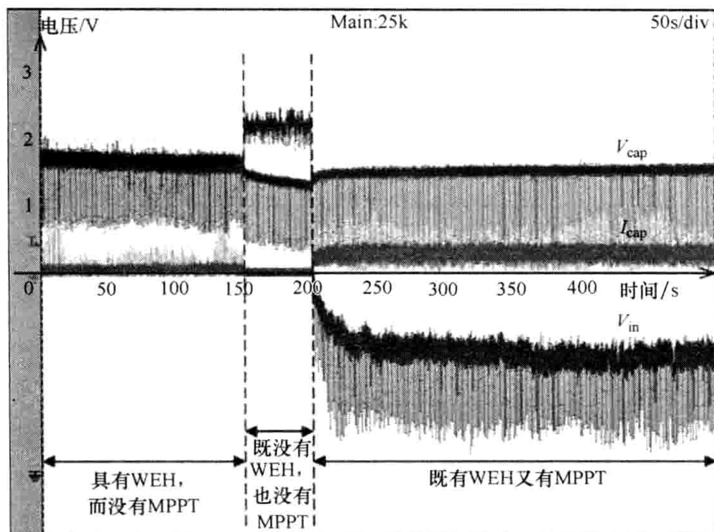


图 2.24　在微风速度为 2.3m/s 的条件下传感器节点的运行

2.1.3.2　WEH 系统的功率变换效率

WEH 系统作为整体是一个非常复杂的系统，它由许多不同的子系统组成。为了理解如何提高 WEH 系统的整体效率，重要的是研究每个子系统性能并对其进行功率分析以更好地理解在 WEH 系统的每个功率变换阶段中功率是如何分布的。图 2.25 和图 2.26 分别绘制的线形图说明了每个子系统可利用的输入和输出功率，从而确定子系统的功率变换效率。

参照图 2.25，线形图从 3.62m/s 风速的输出功率开始，其中 82mW 的原始功率由风力发电机提供，效率是 39%，32mW 的机械功率用于收集能量。使用一个标准的基于二极管的全桥整流器，由风力发电机输出端产生 50% 的原始电功率（交流），其中大约有 4.8mW 的输出功率变换为 2.4mW 的原始电功率（直流）。在 WEH 系统中使用一个标准的升压直流-直流变换器，从图 2.25 观察到发电机具有相对较低的效率（15%），这是因为它的内部源阻抗不能与随后的子系统恰当地匹配。因此，经过处理后的直流功率仅有 2.04mW 为超级电容器充电。

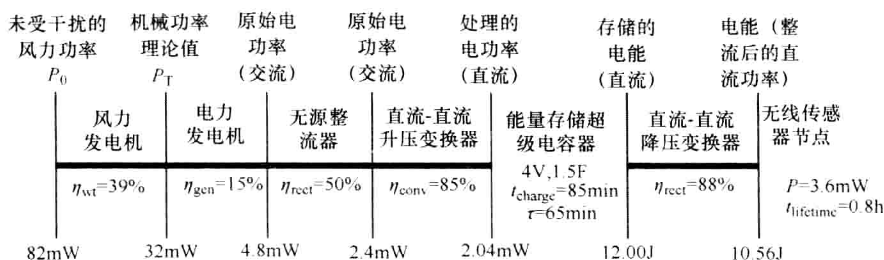


图 2.25　没有有源整流器和 MPPT 的 WEH 系统的功率分布线形图

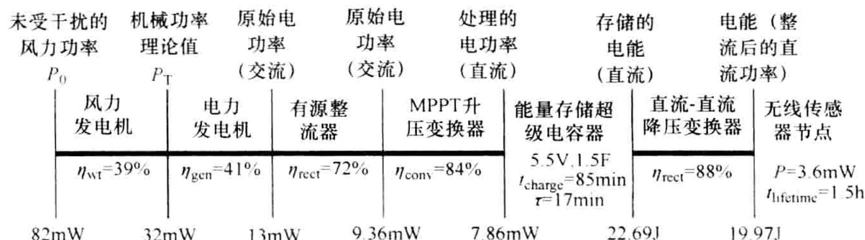


图 2.26　本书提出的 WEH 系统的功率分布线形图

图 2.26 绘制的另一条线形图用来说明在 WEH 系统中功率的分布，该系统具有有源整流器和仿真电阻 MPPT 机制。当使用有源整流器时，交流-直流变换效率从 50% 提高到 72%。WEH 系统的性能通过使用闭环仿真电阻得到进一步增强，从而实现阻抗匹配，图 2.26 显示了从风力发电机收集的原始电功率（交流）大约是以前的三倍，转换后 7.86mW 的电功率（直流）用于为超级电容器充电。比较图 2.25 和图 2.26 绘制的线形图之间的性能差别，表明功率管理电路对整体 WEH 系统与无线传感器节点相结合的杰出贡献。

对于一个 1.5F、5.5V 的超级电容器而言，在 5.5V 的电压下超级电容器中所存储的能量最大值为 22.69J。为了超级电容器完全充电，当供电功率是 7.86mW 时，计算得所要求的充电时间 t_{charge} 是 85min。为了公平比较，设定所用充电时间都是 85min，具有标准功率管理电路的 WEH 系统能够将 12J 的能量传输给超级电容器，这几乎是超级电容器容量最大值的一半。比较图 2.25 和图 2.26 的两个线形图，具有 MPPT 机制的 WEH 系统为传感器节点供电，该传感器节点的运行寿命是具有标准功率管理电路的 WEH 系统供电的传感器节点的两倍。因此，为了延长 WEH 系统的寿命，使用 MPPT 机制的 WEH 系统是一种可行的解决方案。

2.1.4　本节小结

很有必要从传统的由电池供电的无线传感器节点到真正的自主式可持续发展的能量收集无线传感器进行范式转变。使用微型风力发电机的小型 WEH 用于为

部署在远程位置的小型自主式传感器供电的选择之一，这些位置上的传感器能够感测长期暴露的恶劣环境，比如森林火灾。幸运的是，小型 WEH 与之相关的两个极具挑战性的问题已经得到解决，即低振幅的交流电压的整流以及源和负载之间的阻抗不匹配。为了克服这些挑战，设计了 WEH 系统的一种高效的功率管理电路，它消耗非常低的功率（0.447mW）。实验结果证明了有源整流器和基于仿真电阻的 MPPT 机制使得风力发电机收集的电功率增加（从 2.04mW 到 7.86mW），同样，整体的功率变换效率从 2.5% 提高到 9.6%。因此，使用高效的功率管理电路可以实现真正自主式且可持续发展的无线传感器节点以及优化 WEH 系统，则功率管理电路是一种可行的方法。

2.2 采用压电材料的间接 WEH 方法

随着微电子技术在许多领域取得极大的进步，而对传感器节点的功率要求从毫瓦水平持续下降到微瓦水平，如集成电路（IC）的设计、芯片制造等。这就为微型 WEH 在一些 WSN 中的应用奠定了良好的基础，依据小型 WEH 系统的尽可能小且高度便携的需要，所以它不会妨碍部署区域的正常运行。正如 2.1 节中所描述的，已经成功地证明了使用风力发电机直接 WEH 方法能够为微型无线传感器节点供电。然而，这些传统的风力发电机采用叶片半径为 3cm 的大型涡轮机利用风力收集能量，其类型也有一些局限。这些局限包括：良好的 WEH 要求一个大型的与风接触的风力正面；关于发电机和变速箱（如有的话）小型化的机械限制等。

在 2.1 节中已经描述了风力发电机的物理尺寸，一些学术文献也提及与风力发电机相比，传感器节点的体积较大。Weimer 等人[60]为远程区域的 WEH 提出了一种基于紧凑型风速仪的解决方案，但风速仪需要的空间与微型传感器相比仍然体积较大。Priya 等人[61]的另一项研究描述了“压电风车”，它由沿着机架圆周以悬臂形式布置的几种压电驱动器构成。这种风车的设计是非常大且复杂的，并且产生毫瓦范围的功率，所以超出了超低功率传感器节点的功率要求。因此，这些大而笨重的 WEH 系统并不符合成本效益也不适合 WSN 应用，而 WSN 应用要求一些小型化的设备。

在本节中，提出了一种使用压电材料的间接 WEH 方法用于小型化无线传感器节点的供电。压电风能收集器与传统的叶片风力发电机截然不同，通过压电效应收集风能的这一新方法探索并解决了风力发电机的局限性。

2.2.1 基于振动的压电风能收集器

在这里提出一种采用压电双晶片材料从风能收集电能的新方法。这种新型的压电风能收集器收集风力流动诱发的振动能，振动作用在压电材料上引起压力以

此产生电能。这种基于压电的新型风能收集器的应用与风力发电机的研究类似，而风力发电机用于低功率自主式风速传感器。压电风能收集器是一个结合了风力和压电效应两种概念的独特系统。利用风力流动产生的作用力振动压电材料，从而产生机械能，再将机械能转换为电能。压电风能收集器的优点在于它对低速的风力非常敏感。虽然压电风能收集器所收集的能量非常有限，但实验显示压电能量收集器所收集的电能足以为无线电路供电，可以将 5 个 12 位的信号传输到远程基站。一旦接收到触发信号，将激活警报。

图 2.27 描述了基于振动的压电风能收集器的功率变换过程，即从进风流 v 开始，到产生输出电功率 P_{load} 结束。功率变换过程可以划分为三个主要阶段：空气动力阶段（见 2.2.1.1 节）、悬臂梁弯曲阶段（见 2.2.1.2 节）以及压电阶段（见 2.2.1.3 节）。参照图 2.27，可以看出每个功率变换阶段都有自己的一套具有代表性的分析模型，在之后的内容中会详细阐述这些模型。在此之前，首先讨论并解释基于振动的压电风能收集器的运行原理，如图 2.27 所述：

- 机翼/叶片在风速 v_a 以上和 v_b 以下的差异产生净压力 P，导致叶片顶端产生升力 F。这种现象可以用伯努利原理解释。
- 压电风能收集器的顶端（$x=L$）处应用净压力 P，其中压电风能收集器可以自由振动并且它的另一端用一个夹子固定（$x=0$）。由于风力 v 吹过压电风能收集器时其顶端上下转动（δ_L），因此压电材料上产生振动。这种现象可以使用欧拉-伯努利悬臂梁理论解释。
- 随着收集器的叶片摆动，粘在叶片上的压电材料上振动产生机械压力 σ，因此基于振动的压电风能收集器收集交流电功率。这种现象可以用压电理论解释。

2.2.1.1　空气动力学理论

在压电风能收集器中的气流空气动力效应被描述成基于一个众所周知的流体力学原理，即伯努利原理。伯努利原理指出，流体流动的速度增加的同时压力反而减少。该原理是伯努利方程的简化，而伯努利方程指出流体沿着封闭的路径流动所产生的所有形式的能量总和与这条路径上任意两点的相同。这里所涉及的流体可以是液体也可以是气体，都适用于伯努利原理，假设流体具有以下属性[75]：

- 流体流动顺畅。
- 流体流动没有任何涡旋［也称为涡（eddies）］。
- 流体通过管道流向任何地方（意味着不存在“流动分离”）。
- 流体处处密度相同（它就像水一样“不可压缩”）。

为了理解伯努利原理是如何工作的，又是为何起作用的，使用伯努利方程则必须研究静压和动压之间的关系。沿一条流线的伯努利方程可以总结如下：

$$P_1+\frac{1}{2}\rho v_1^2+\rho g z_1=P_2+\frac{1}{2}\rho v_2^2+\rho g z_2=a \quad 常量 \tag{2.9}$$

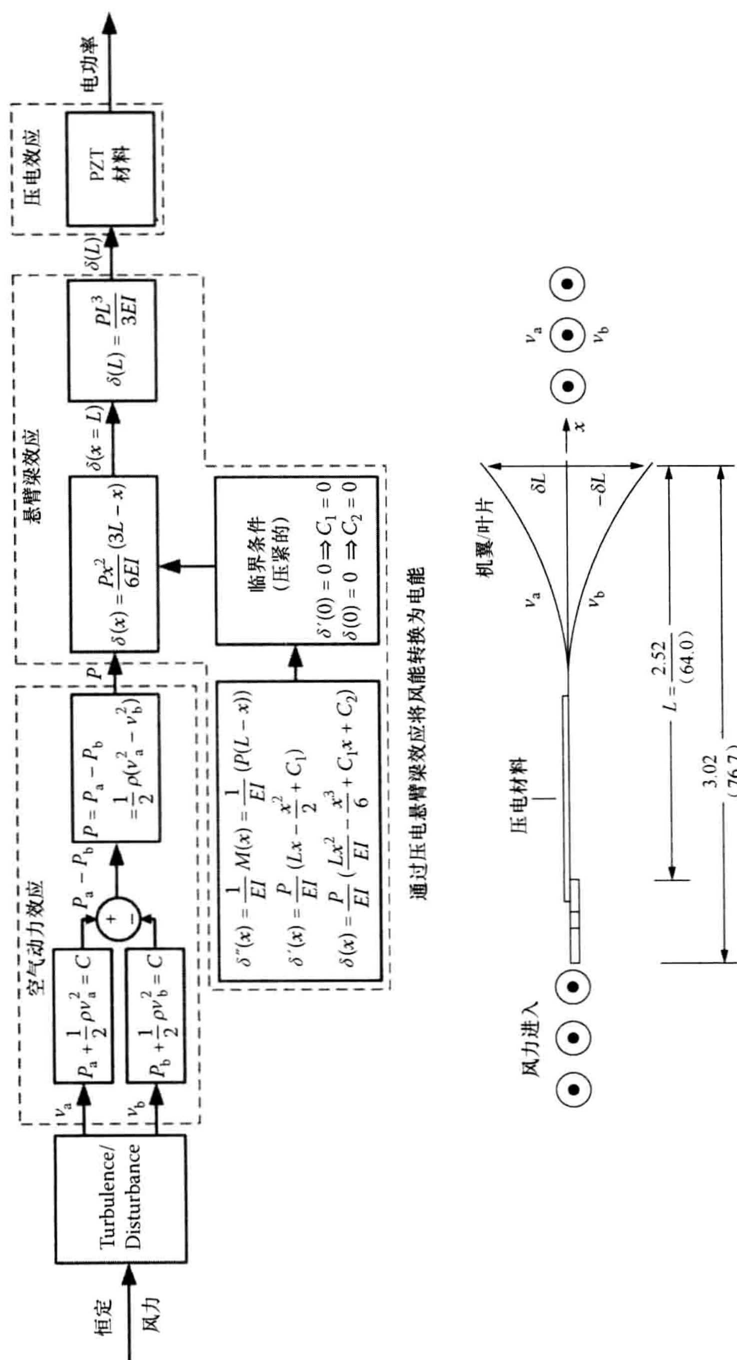


图2.27 基于振动的压电风能收集器的示意图

式中　1——图 2.28 中沿着管道的第一个点；

2——图 2.28 中沿着管道的第二个点；

P——流体的静态压力（Pa）；

ρ——流体的密度（kg/m^3）；

v——流体的速度（m/s）；

g——重力加速度（m/s^2）；

z——高度（m）。

参考伯努利原理应用到机翼的情况，如图 2.29 所示，与动力学和压力效应相比，沿着同一条风力流线下降（即由于重力的影响）的不同点是非常小的，$z_1 \approx z_2$，因此，在两端可以抵消式（2.9）中的物理量 ρgz。参照图 2.28，标记为 1 的点是一个距离图 2.29 标记的机翼前面较远的流线上的点，以此作为环境风。因此，点 1 处的静压等于 $P_1 = P_{ambient}$。类似地，正如图 2.29 所观察的，机翼表面以上的点表示图 2.28 标记的点 2，式（2.9）可以表示为

$$P_{ambient} + \frac{1}{2}\rho v_{ambient}^2 = P_{above} + \frac{1}{2}\rho v_{above}^2 = a \quad 常量 \tag{2.10}$$

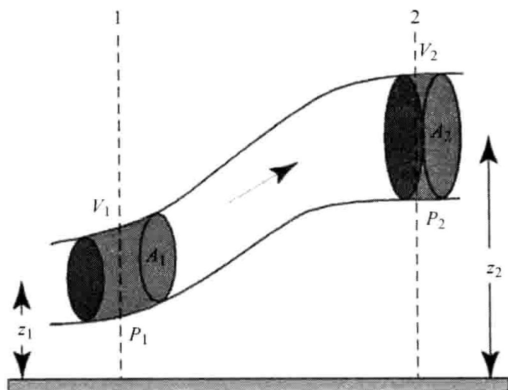


图2.28　理想流体以稳定速率流过管道的示意图

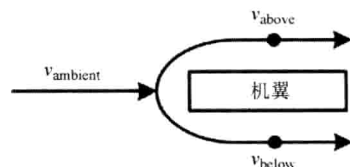


图 2.29　针对伯努利方程的应用中沿着同一流线的不同点

在另外一种机翼表面以下的条件，图 2.28 上可见的点 1 是指图 2.29 中机翼前面流线上的一个点，$P_{ambient}$ 和 $v_{ambient}$ 值以及风力参数值与机翼表面以上的条件相同。由图 2.29 中机翼表面以下的点表示图 2.28 标记的点 2，因此式（2.10）可以改写成

$$P_{below} + \frac{1}{2}\rho v_{below}^2 = P_{above} + \frac{1}{2}\rho v_{above}^2 = a \quad 常量 \tag{2.11}$$

对于水平方向的风力，风速增加会导致静压的减少。因此，当空气流过机翼

的顶端的速度 v_{above} 比空气在机翼低端的流动速度 v_{below} 快，顶端压力 P_{above} 小于低端压力 P_{below}，则净压力表示为

$$P = P_{above} - P_{below} = \frac{1}{2}\rho(v_{below}^2 - v_{above}^2) \tag{2.12}$$

这种合成的净压力 P 是压电风能收集器的下一个功率变换阶段的输入变量，即在 2.2.1.2 节中会详细介绍的悬臂梁弯曲阶段。

2.2.1.2　悬臂梁理论

本节的主要目的是确定当风吹过收集器时基于振动的压电风能收集器的振动量。由于叶片摆动的空气动力效应，梁随着悬臂梁的顶端加载所产生的正/负净压力 P 而分别向上/向下偏转。研究并讨论由风速 v 和梁挠度 y 产生的净压力之间的关系。一旦建立这种关系，已知风能收集器的上方和下方风速，则可以计算出在压电材料上产生的振动量。

在这项研究中，基于结构力学研究的一种简单梁理论，检验压电风能收集器的振动，以理解梁的偏转行为。当梁承受小型挠度的弯曲力矩是 M，如图 2.30 所示，拉伸弯曲的外侧，而压缩内侧，它们之间存在着中性轴或中性平面，该平面根本不会受到任何的拉应力[76]。图 2.30 描绘了梁横截面受到纯弯曲的弯曲过程。对于均匀且对称的材料，其中性轴应该位于几何中心处。

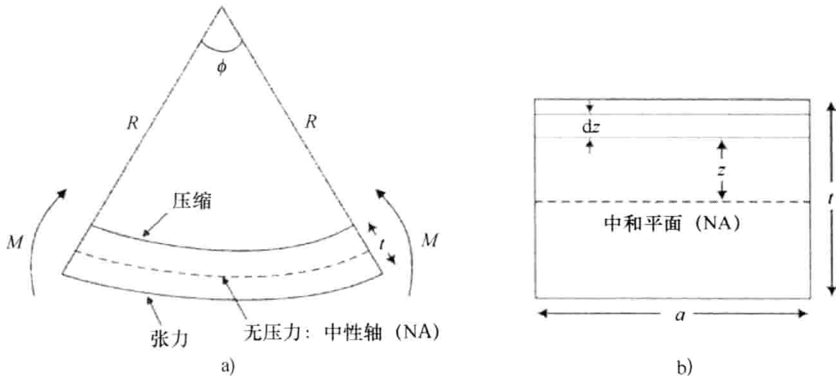


图 2.30　梁遭受纯弯曲的横截面

为了进行弯曲分析，考虑图 2.30a 所示梁的元素，其中包括中性轴 NA 的曲率半径 R 以及曲率中心的角度 ϕ。沿着 NA 到距离 z 处的递增量长度是（$R \pm z$）ϕ，所以增量距离的扩展/压缩量是 $\pm z\phi$，且张力是 $\pm z\phi/R\phi = \pm z/R$。现在考虑一个具有厚度 t 和宽度 w 的对称梁，如图 2.30b 所示。当对称梁弯曲时图 2.30b

显示的矩形将被旋转，通过考虑涉及的拉应力计算出梁所需要的弯曲力矩。由于弯曲导致在 dz 因子上的张力 ε 和压力 σ 分别是 $\pm z/R$ 和 $E_y(z)^*\varepsilon$，要求达到力矩 M 的作用力 F 用下式表示：

$$F=(\text{压力})(\text{面积})=E_y(z)\left(\frac{\pm z}{R}\right)a \quad dz \tag{2.13}$$

式中　$E_y(z)$ ——梁厚度 z 的函数，是梁的杨氏模量。参照图 2.30b，关于中性平面 NA 的力矩给定为

$$Fz=\frac{\pm E_y(z)z^2 a dz}{R} \tag{2.14}$$

在矩形梁上的整个弯曲力矩是所有因子 dz 上单独的力矩之和[76]，它表示为

$$\text{弯曲力矩} = \frac{a}{R}\int_{-t/2}^{t/2}E_y(z)z^2 dz \tag{2.15}$$

该弯曲力矩与梁上每个点处作用力矩相等（它取决于作用力和到特定点的距离）。将矩形的梁横截面效应描述为惯性 I 的几何力矩，给定为[77]

$$I=\int az^2 dz \tag{2.16}$$

$$I=a\left[\frac{z^3}{3}\right]_{-\frac{t}{2}}^{\frac{t}{2}}=\frac{at^3}{12} \tag{2.17}$$

现在考虑如图 2.31 所示的悬臂梁，其中梁的长度为 L，宽度为 w，厚度为 t，其中一端以悬臂形式固定。悬臂梁是均匀且对称的，并且具有一个恒定值 E_y。力 F 作用在梁的自由端，则可以确定距离 L 处的固定端挠度 y。曲率半径 R 可以定义为[76]

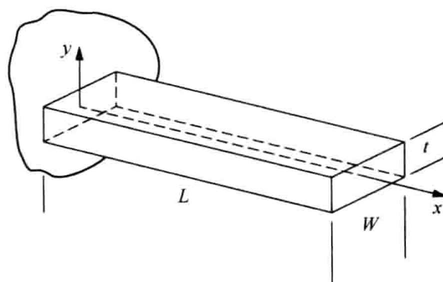


图 2.31　悬臂梁的示意图

$$\frac{1}{R}=\frac{\frac{d^2y}{dx^2}}{\left(1+\left(\frac{dy}{dx}\right)^2\right)^{\frac{3}{2}}} \tag{2.18}$$

对于较小的挠度而言，$\frac{dy}{dz}$也比较小，因此$\left(\frac{dy}{dz}\right)^2 \ll 1$，则曲率的半径可以简化为

$$\frac{1}{R}=\frac{d^2y}{dx^2} \tag{2.19}$$

随之在距离墙壁为 x 的弯曲力矩与式（2.15）显示的作用力弯曲力矩相等。使

用式（2.15）、式（2.16）和式（2.19），从式（2.15）中取得的弯曲力矩可以简化为㊀

$$弯曲力矩 = E_y I \frac{d^2 y}{dx2} = F(L - x) \tag{2.20}$$

从简化后的弯曲力矩公式可以发现梁曲率表示为

$$\frac{d^2 y}{dx2} = \frac{F}{E_y I}(L - x) \tag{2.21}$$

结合式（2.21），关于 x 求一次导数，则梁的斜率表示为

$$\frac{dy}{dx} = \frac{F}{E_y I}\left(Lx - \frac{x^2}{2}\right) + K \tag{2.22}$$

基于临界条件表述为 $x=0$，$dy/dx=0$，则 $K=0$。再次结合梁的曲率公式，给出梁的挠度是

$$y = \frac{F}{E_y I}\left(\frac{Lx^2}{2} - \frac{x^3}{6}\right) + K' \tag{2.23}$$

这里的临界条件是 $x=0$，$y=0$，则 $K'=0$。因此，在 $x=L$ 处，顶端的挠度是

$$y_L = \frac{FL^3}{3E_y I} \tag{2.24}$$

建立由风力产生的空气动力 F 和压电风能收集器的顶端挠度之间的关系。当压电风能收集器的顶端加载正/负净压力时，其中以悬梁的形式安装收集器，则使用式（2.24）建立收集器顶端的向下/向上挠度。关于不同风速条件下，对压电风能收集器的理论和实验挠度的总结由表 2.1 给出。

表 2.1 悬臂梁压电风能收集器的进风速度和顶端挠度之间的关系

v_a/(m/s)	v_b/(m/s)	力/N	I/m^4	聚酯薄膜/聚乙烯对苯二甲酸酯的系数 E_y/GPa	理论挠度/mm	实验挠度/mm
7	1	0.0134	1.29E-14	2.5	6.49	6.5
5	2	0.0059	1.29E-14	2.5	2.84	3.0
3	1	0.0022	1.29E-14	2.5	1.08	1.0

图 2.23 显示的实验装置常常用于测量当风吹过收集器时压电风能收集器的顶端挠度。从图 2.32 可以看出在压电风能收集器旁边，方形夹钳垂直地持有一把测量标尺。这把标尺就像一个测量尺度，以确定收集器顶端的挠度大小，以及测量尺度的中性点/起点抵消了 9cm。在四张背景图中放置一个银质的电风扇用于模拟风源到压电风能收集器。由电风扇产生的风力促使收集器振动，在收集器顶端观察到

㊀ 式（2.20）和式（2.21）中的 dx2 原书有误，应为 dx^2。——译者注

的挠度量可以从测量标尺上读出。图 2.33、图 2.34 和图 2.35 说明三个进行的实验，其针对进风速度分别是 $v_a=7\text{m/s}$ 和 $v_b=1\text{m/s}$、$v_a=5\text{m/s}$ 和 $v_b=2\text{m/s}$ 以及 $v_a=3\text{m/s}$ 和 $v_b=1\text{m/s}$。从三张图中读出的实验挠度分别是 6.5mm、3mm 以及 1mm，在表 2.1 中记录了这些数据，以此验证用式（2.24）计算的梁挠度的理论值。

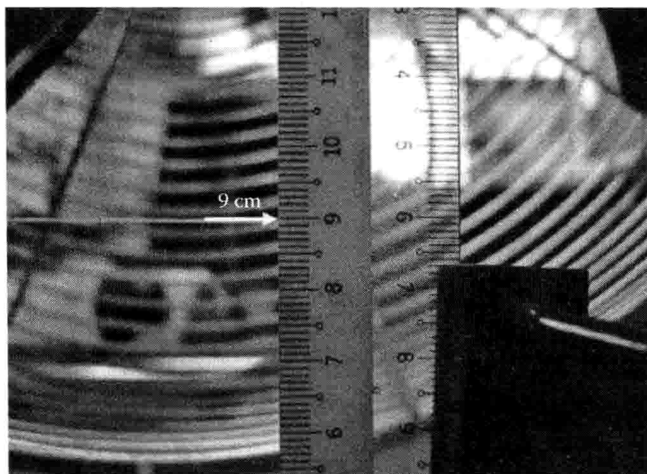


图 2.32　无风时的压电风能收集器

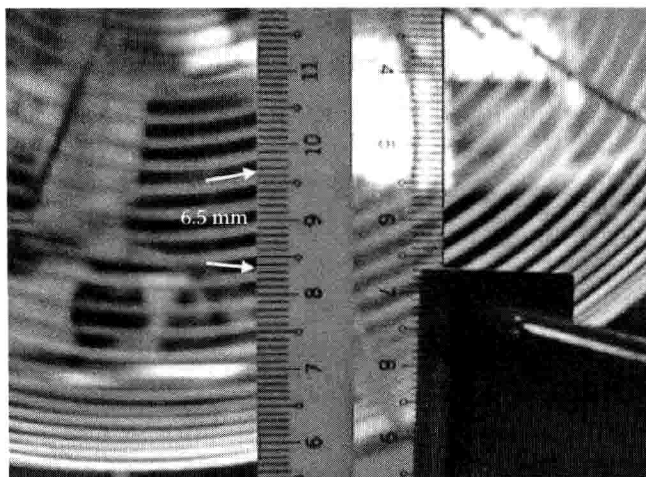


图 2.33　风速分别为 $v_a=7\text{m/s}$ 和 $v_b=1\text{m/s}$ 时的压电风能收集器

参照表 2.1，对于压电风能收集器顶端的挠度而言，发现计算的理论值和实验的测量值之间的偏差百分数小于 1%。这表明，伯努利的空气动力学理论和悬

臂梁理论之间所建立的关系是相当准确的。此外，从进风速度与梁挠度的差异开始，推导的公式则是实验结果最好的表示。因此，为了进一步扩展此项研究，针对要求的规范和运行条件，这些得出的公式可以作为对压电风能收集器性能预测和估计的基准。而且，随着更好地理解压电风能收集器的概念和技术推导，对于不同运行条件可以很容易地改变和优化目前收集器的设计。例如，通过改变式(2.16)中力矩 I 的几何惯性，收集器的顶端挠度有望得到改变，其中式(2.16)描述了矩形梁横截面的效应。剩下的工作就是寻找悬臂风能收集器的挠度和由压电材料产生的电功率之间的关系。

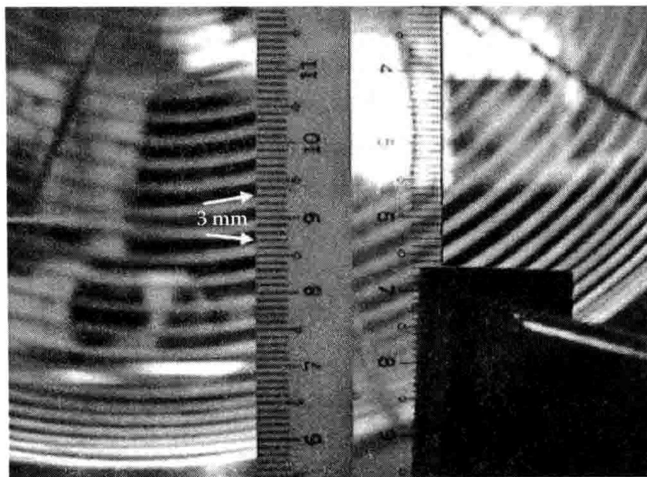


图 2.34　风速分别为 $v_a = 5\mathrm{m/s}$ 和 $v_b = 2\mathrm{m/s}$ 时的压电风能收集器

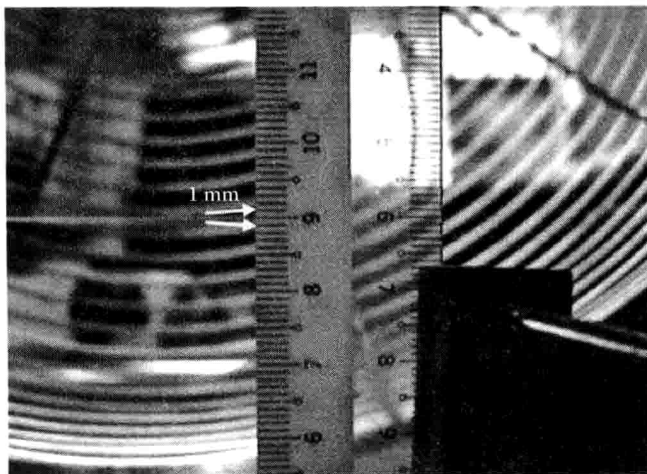


图 2.35　风速分别为 $v_a = 3\mathrm{m/s}$ 和 $v_b = 1\mathrm{m/s}$ 时的压电风能收集器

2.2.1.3 压电理论

考虑以悬臂形式安装的压电发电机其运行的横向模式（模式 31）。施加在压电发电机上的机械力 F 垂直于它的输出电极，因此收集的电荷表面与所施加的压力表面是相互独立的。根据 Smits、Dalke 和 Cooney[78] 以及 Wang 等人[80] 的研究，当串联的弯曲双压电晶片遭受电压 V 的励磁，穿过它的厚度，均匀分布在外部晶片体的载荷是 p，外部顶端力 F 与梁垂直，在自由端的外部力矩是 M，则产生的电荷可以表示为

$$Q=\frac{3d_{31}L}{t^2}M+\frac{3d_{31}L^2}{2t^2}F+\frac{d_{31}wL^3}{2t^2}p+\frac{\varepsilon_{33}^X Lw(1-k_{31}^2/4)}{t}V \tag{2.25}$$

式中 L、w 和 t——压电双晶片发电机的长度、宽度和厚度；

ε_{33}^X——压电材料在自由状态下的介电常数；

d_{31}——横向压电系数；

k_{31}——横向压电耦合系数。

当只有外部顶端的力 F 作用在压电双晶片发电机上（$x=L$），而压电双晶片产生的电荷由 Wang 等人[80] 的式（2.25）定义，则

$$Q=\frac{3d_{31}L^2}{2t^2}F \tag{2.26}$$

对于压电双晶片发电机而言，其压电材料的两个晶体片作为一个整体机械地绑在一起，因此压电双晶片发电机整体的介电常数小于只有压电材料的自由介电常数。则整体的介电常数 ε_b 为

$$\varepsilon_b=\varepsilon_{33}^X(1-k_{31}^2/4) \tag{2.27}$$

压电双晶片发电机的总电容可以通过以下方式获得：

$$C=\frac{(\text{整体的介电常数})(\text{电极表面积})}{\text{分离电极厚度}} \tag{2.28}$$

$$C=\frac{\varepsilon_{33}^X Lw(1-k_{31}^2/4)}{t} \tag{2.29}$$

基于式（2.26）和式（2.28），外部顶端的力作用在压电双晶片发电机上，则发电机产生的开路电压 V_{oc} 可以表示为

$$V_{oc}=\frac{Q}{C}=\frac{3d_{31}L}{2\varepsilon_{33}^X wt(1-k_{31}^2/4)}F \tag{2.30}$$

由供应商的技术资料给出压电材料的介电常数 ε_{33}^X、压电常数 d_{31} 和耦合系数 k_{31}^2 以及压电双晶片的尺寸。表 2.2 列举了压电材料的性能。

由压电双晶片发电机产生的开路电压 V_{oc} 也是顶端挠度 y_L 的函数。重新整理式（2.24），可以看出外部顶端力 F 与压电发电机的顶端挠度有关

$$F = \frac{3E_y I y_L}{L^3} \tag{2.31}$$

表 2.2　压电材料的性能

性能描述	单　位	符　号	值
压电材料	压电系统	PSI-5A4E	锆钛酸铅
压电应变/场系数	m/V	d_{33}	390×10^{-12}
压电电荷密度/压力系数	C/N	d_{31}	-190×10^{-12}
压电应变/电荷密度系数	m/C · m	g_{33}	24×10^{-3}
压电场/压力系数	V/N · m	g_{31}	-11.6×10^{-3}
耦合系数		k_{31}	0.35
弹性系数	N/m²	γ_{E1}	6.6×10^{10}

因为表 2.2 已知压电材料的杨氏模量 E_y，使用式（2.16）可以计算出悬臂压电发电机的惯性力矩 I；基于压电发电机的顶端挠度 y_L，可以估计出基于振动的压电风能收集器产生的开路电压 V_{oc}，用下式表示：

$$V_{oc} = \frac{9d_{31}E_y I}{2\varepsilon_{33}^X L^3 wt(1 - k_{31}^2/4)} y_L \tag{2.32}$$

2.2.2　压电风能收集器的特点和性能

在特定风速范围的风力能够刺激粘贴有压电材料的塑料挡板产生一定量的振动，因此塑料挡板将振动的机械能传递给压电材料。从压电材料上收集的振动能则转换为压电风能收集器输出端的电能。

收集的电能和进风之间的关系取决于压电风能收集器的方向和旋转角度，而压电风能收集器的旋转角度与进风流动的方向相关，如图 2.36 ~ 图 2.39 所示。根据车辆以三维方向围绕其坐标原点旋转的飞行动力学概念，在这项研究中定义三个旋转角度（θ_L，θ_W，θ_Z），分别是旋转、倾斜和偏转。进行的实验用于发现在不同方向的压电风能收集器产生电功率的数量。

图 2.37、图 2.38 和图 2.39 显示了压电风能收集器在不同旋转角度 θ_L、θ_W 和 θ_Z（0° ~ 90°）的功率曲线。而对于旋转角度 −90° ~ 0°变化，所收集的实验测试也是类似的，并且结果确实是对称的。因此，仅提供 0° ~ 90°范围内旋转角度的实验结果。从这三个数字 θ_L、θ_W 和 θ_Z 可以观察到一个普遍的现象：随着旋转角度 0° ~ 90°增加，压电风能收集器产生的电功率数量减少。这个现象是由于压电风能收集器的顶部和底部表面之间的压力差所产生的净升力减少而导致的。在

流体动力学中伯努利方程描述了随着流体（空气/水）流速加快，其压力减小。因此，显然地，压电风能收集器上所有点的风速变化（气流经过压电风能收集器的干扰和转动引起）引起压电风能收集器周围的压力差。从这些实验结果可以推导出为了取得输出功率的最大值，相对于风力方向应该全部将 θ_L、θ_W 和 θ_Z 设置为 0°。

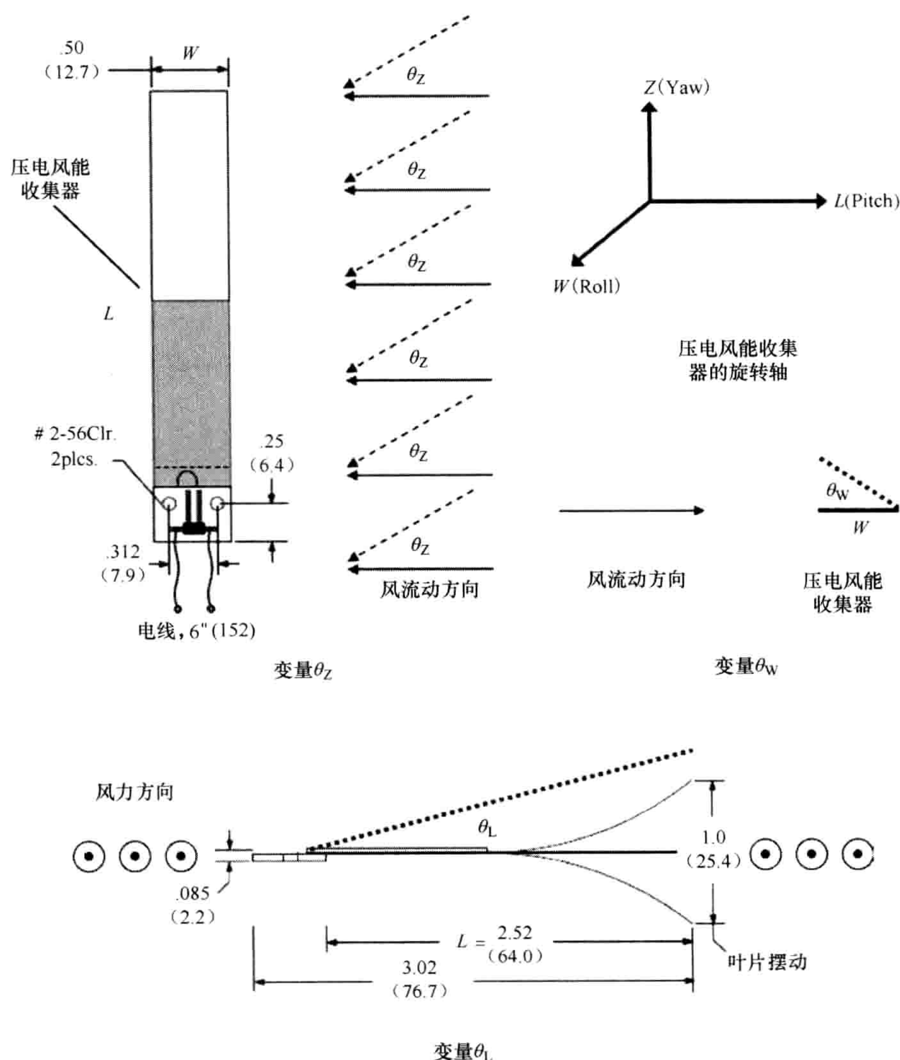


图 2.36　基于振动的压电风能收集器的方向角和旋转角

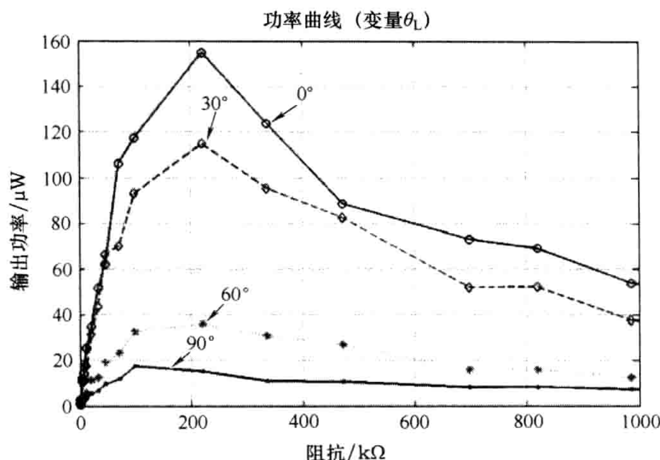


图 2.37 角度 θ_L的收集器产生的功率

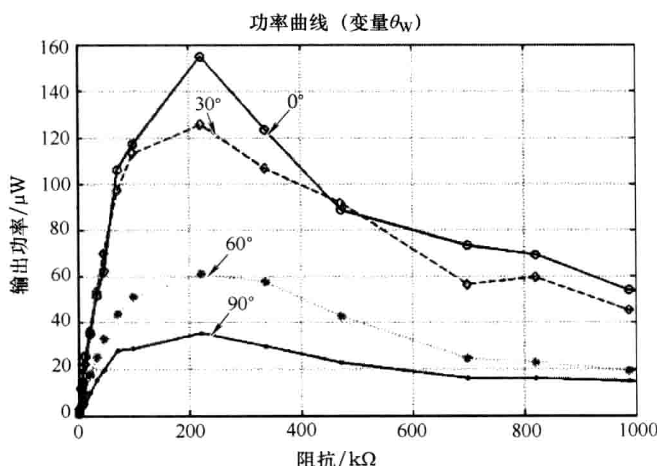


图 2.38 角度为 θ_W的收集器产生的功率

与传统的风力涡轮收集器相比，基于压电的风能收集器具有以下优点：这些优点包括瞬时开始、无死区时间（由于风力发电机的惯性）；尺寸小且重量轻；超低的磁导率（适合用于高磁场环境中）；几乎不散热。因此，压电风能收集器适合于为许多应用领域中的小型化自主式传感器供电，例如结构化和自主化的应用。为了研究使用压电风能收集器作为实际应用领域的功率调节电路和射频发射机供电发电机的可行性，对压电风能收集器进行了一些特性描述从而更好地理解压电风能收集器的性能。其中之一是确定整流后的开路直流电压和风速之间的关系，如图 2.40 所示。

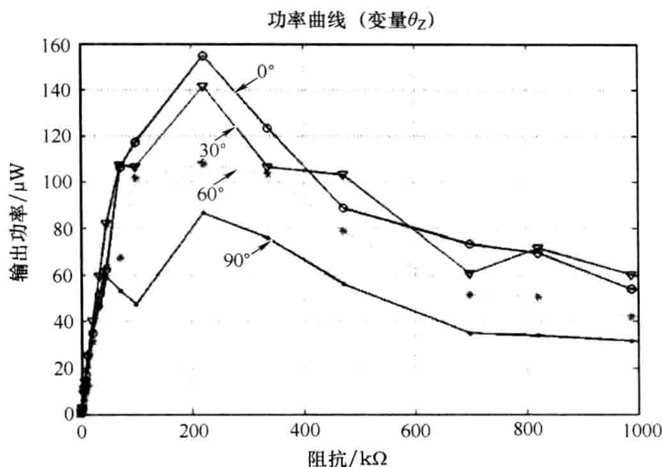


图 2.39　角度为 θ_α 的收集器产生的功率

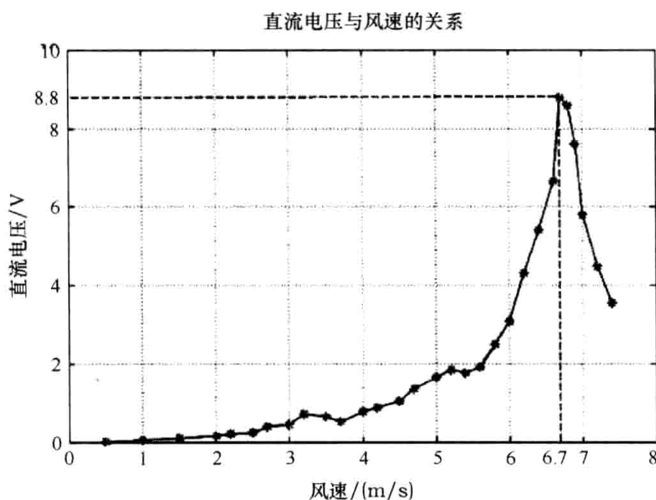


图 2.40　在风速范围内的开路直流电压

基于图 2.40 绘制的图形，压电风能收集器的直流输出电压常常用于预测进风速度。在给定风速条件下（任何风速超过这个阈值将会触发一个 12 位的数字信号，以无线方式传输到基站），从图 2.40 上可以确定功率管理电路相应的预先设置的电压水平。以风速为 6.7m/s 为例，测量出压电风能收集器的直流输出电压大约是 8.8V。如果这个就是用于拉响远程基站警报的预先设置的风速阈值，那么 8.8V 的直流输出电压用于无线射频发射机供电，并且将一些 12 位的数字信号以无线方式传输给基站。图 2.41 描绘了压电风能收集器的另外一种特性，

即压电风能收集器的输出电功率可以作为不同风速下负载阻抗的函数。简言之，该图显示了压电风能收集器为负载持续供电的功率数量。

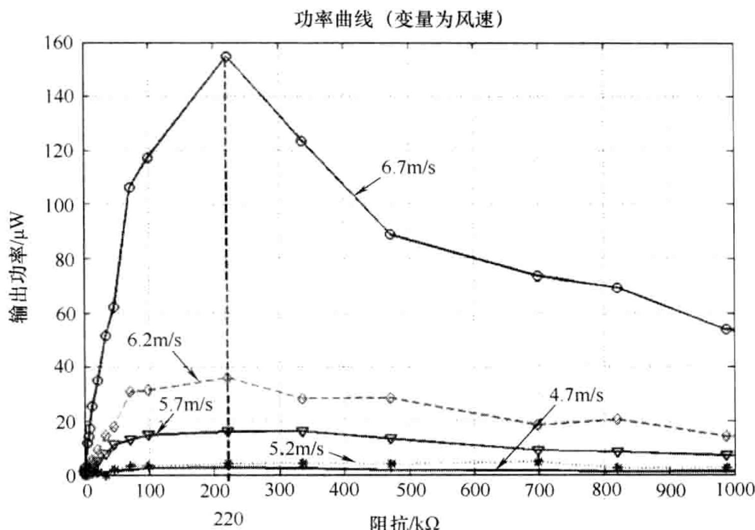


图 2.41　压电风能收集器在风速范围内的功率曲线

值得注意的是，图 2.41 中 220kΩ 的恒定负载电阻使得整个风速范围内的输出功率最大。风速为 6.7m/s 时将负载阻抗固定为 220kΩ，图 2.41 显示了一个压电风能收集器所收集的输出功率最大值大约是 155μW。如果压电风能收集器的数量增加，则产生的功率数量是 155μW 的倍数。对于现在的微电子技术而言，155μW 的功率持续为传感器供电是完全不可能的，因此功率管理系统中必须包含能量存储和一些触发电路，以确保在存储元件中存储的电能足以为射频无线发射机和其相关的功率管理电路供电。

2.2.3　PPU

压电风能收集器所收集的功率首先送入功率处理单元（PPU），然后 PPU 的稳压输出电压用于射频发射机供电。PPU 的主要功能是将未稳压的原始电压转换和调节成射频发射机负载可利用的稳压电压。在 PPU 中，未调节的原始功率调节成可用的已调节的功率提供给射频发射机负载之前，需要经历三个不同的阶段。第一个阶段是功率变换阶段，即交流-直流功率变换，这个阶段是众所周知的，所以在这里不作进一步阐述。PPU 的第二阶段是能量存储和供电电路，在为负载供电之前，它有能力存储来自收集器的电能。压电风能收集器所收集的能量首先存储在电容器中，当积累的能量足以为无线射频发射机供电时，触发存储电

路从而释放存储能量信号给射频负载。PPU 的最后一个阶段是稳压阶段，通过稳压器将输出电压调节成 3.3V 用于为射频发射机负载供电。

将基于振动的压电风能收集器与其相关的 PPU 落实到硬件原型上用于无线射频发射机负载的供电，如图 2.42 所示。压电风能收集器（半灰半白）的物理尺寸是 76.7mm × 12.7mm × 2.2mm，由方形夹钳紧紧固定在其一端（悬臂式安装），而其余另一端自由摆动。当风吹过压电风能收集器时产生交流电压，并通过二极管桥式整流器芯片变换为直流电压。此后，直流电压一直存储在一个 33μF 的电容器中达到预先设置的大约 8.8V 电压为止，随后为射频发射机负载充电。图 2.43 描述了压电风能收集器系统的详细原理图。从这张原理图中可以看出功率半导体 Q1 和 Q2 是驻留在能量存储中的设备，供电系统就像一个控制开关能够启动打开或关闭信号，使得存储电容器释放所存储的能量。能量存储电路是根据美国麻省理工学院（MIT）的一个类似的电路所设计的，即压电的数字射频识别（RFID）[81]。在这项研究中讨论了修订后电路的重大改进，修订的电路使用更少的元器件仍然获得相似的性能。本书提出的设计与 MIT 设计之间的一个明显区别是 Q1 进程的关闭。本书的设计中，通过电阻器 R3 两端的电压降确定关闭 Q1，而 MIT 方法是 MAX666 通过电容器 C3 发送一个负脉冲，从而关闭 Q1。

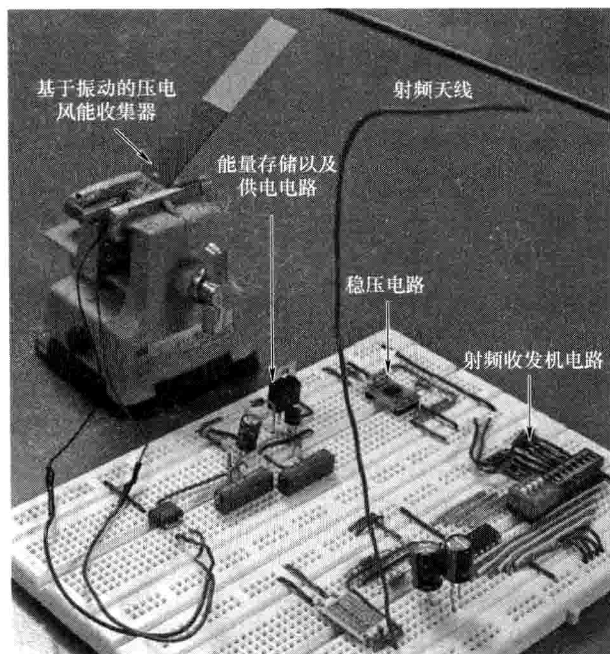


图 2.42　压电风能收集器系统图

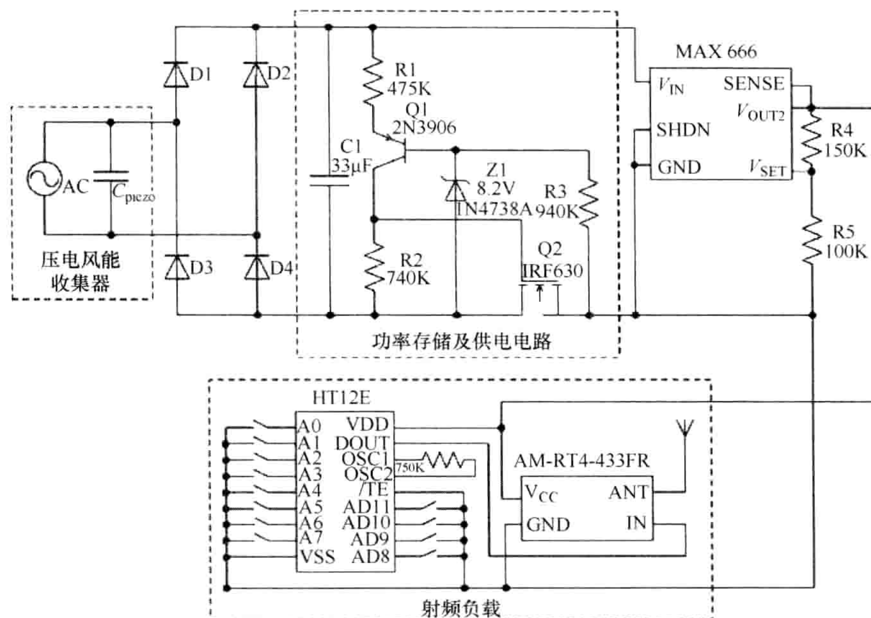


图 2.43　压电风能收集器系统的示意图

最初，关闭 Q1 和 Q2，因此稳压器（MAX666）的接地线和射频-调幅发射机（AM-RT4-433FR）在 C1 处断开。随着 C1 充电电压超过预先设置的 8.8V 电压阈值（通过齐纳二极管 Z1 确定预先设置的电压水平是 8.2V，Q1 的基极-发射极结电压为 0.6V)，关闭控制开关 Q1。一旦打开 Q1，R2 两端的电压降会高于 Q2 的栅-源极阈值电压从而激活控制开关 Q2。一旦激活 Q2，则 Q1 被锁存。MAX666 和 AM-RT4-433FR 接地线与 C1 连接，则允许 C1 通过电路放电。MAX666 是低功率串联稳压器可以为串行 ID 编码器（HT12E）和射频-调幅发射机（AM-RT4-433FR）产生一个稳定的 +3.3V 的电压，并通过 C1 进行放电。当 C1 两端的电压下降到大约 4.58V 的截止阈值电压时，R3 两端的电压降导致 Q1 关闭，因此使得 Q2 在锁存阶段失效。当这种情况发生时，MAX666 和 AM-RT4-433FR 的接地线从 C1 处断开，C1 的放电停止。通过压电风能收集器的后续风力增加 C1 两端的电压，使得循环重新开始。

2.2.4　实验结果

在实验中，在风速 6.7m/s 的基础上，探索并评估了压电风能收集器系统的性能，图 2.40 预先设定的风速门限是 6.7m/s，从而触发射频无线发射机。每当风速达到预先设定的风速 6.7m/s 时，存储在电容器中的电功率为射频发射机供电，然后将数字编码信息以无线方式传送给基站。参照图 2.44，从图中可以看

出，收集器的输出电压在 10s 内为存储电容器充电，使其达到大约 8.8V 的电压最大值 V_{max}。一旦电容器达到 V_{max}，存储在电容器的电功率为射频负载放电，电容器两端的电压在 100ms 后下降到 4.58V 的电压最小值 V_{min}。在此之后，循环再次开始。

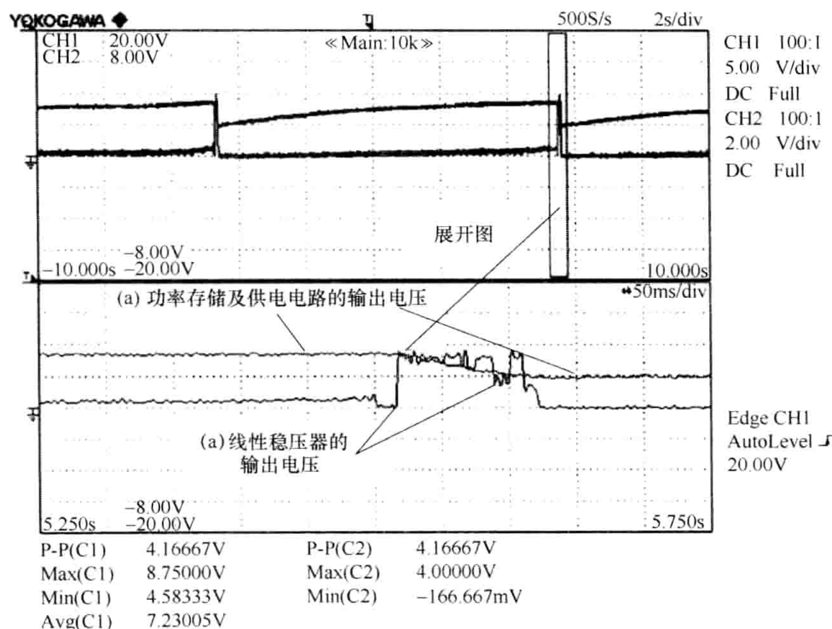


图 2.44　能量存储和供电电路输出电压的充电和放电波形（a）以及稳压器的输出电压波形（b）

为了发现电容器从 V_{min} 到 V_{max} 充电期间所存储在电容器中的能量，使用式（2.33）计算出存储在电容器中的能量是 917μJ：

$$E_{cap}=\frac{1}{2}C(V_{max}^2-V_{min}^2) \tag{2.33}$$

射频发射机负载所消耗的功率取决于传送的编码数字化的数据字数量。一次发送每个数据字需要耗时 20ms，即 10ms 的有效时间和 10ms 的空闲时间。在有效发送时间内，运行射频负载要求电源电压和电流分别是 3.3V 和 4mA。至于剩余的 10ms，射频负载在空闲模式运行，这意味着其消耗非常少的能量，所以很合理地推出射频负载在空闲模式时所消耗的功率。通过计算，射频发射机消耗的平均功率和功耗分别是 13.2mW 和 132μJ。将稳压器损失的功率考虑在内，一个 12 位的数字化数据字要求的总能量是 167μJ。存储在电容器中的 917μJ 电能可以发送 5 个 12 位数字编码的数据字（每个消耗 167μJ）。这可以通过基站接收的 5

个12位数字化编码的数据字得到验证，如图2.45所示。参照图2.45，信道1和信道3显示了存储电容器和稳压器的输出电压；信道2说明了射频接收端的编码数据字。

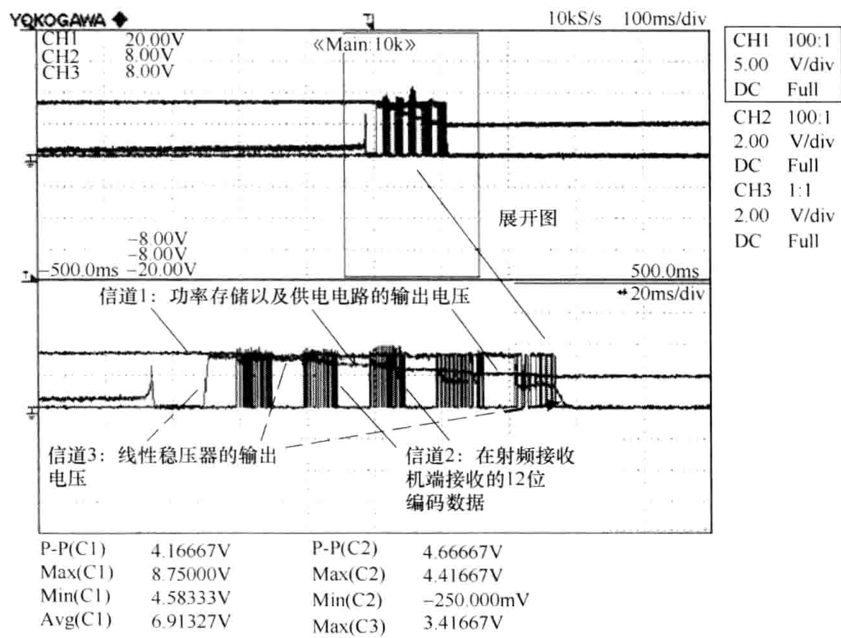


图2.45 使用射频接收机收集的能量用于显示接收的编码数据字的数量

从存储在电容器的总能量（917μJ）中提取出835μJ的电能发送5个12位数字编码的数据字。射频发射机实际只消耗了所提取835μJ电能中可使用的660μJ电能，因此系统的效率大约是72%，而功耗主要发生在功率管理电路中。此外，从图2.45中可以观察到在100ms的放电期间，随着电容器电压从8.75V减少到4.58V，稳压器能够确保在90ms内其输出电压是3.3V。在此之后，稳压器的输出电压从存储电容器两端开始衰减。图2.46显示了由HT12D解码器在接收端产生一个12位解码数据字的波形。该波形的解码数据序列被读为［0000 0000 1010］。在发送端比较解码数字序列与编码数字序列（从同步位开始，接着是8位的地址［0000 0000］和4位的数据［1010］），而这两个数据序列能非常精确地相互进行匹配。使用本章提出的压电风能收集器系统收集风能为射频发射机供电，从实验得出的结果验证了射频发射机成功地为基站的射频接收机以无线方式发送了五个数字编码的数据字。

图 2.46　在射频接收机收集的波形用于验证 12 位编码数据字

2.2.5　本节小结

本章针对低功率自主式风速传感器提出了一种使用压电材料收集风能的新型供电方式，并展示了一个实验装置。与传统的风力发电机不同，压电风能收集器与其相关电路的尺寸相对更小，重量更轻，因此它更易于携带且更适合于低功率自主式传感器。实验结果显示压电风能收集器系统为无线射频负载供电的效率是 72%，在一次无线发送过程中，可以将五个 12 位的数字编码的数据字发送到接收机。本章提出的基于压电风能收集器可以用于监测超过特定风速阈值的应用中，例如风暴的预警。当环境风速超过预先设定值时，传感器节点将会以无线方式发送一个 12 位数字信号给基站从而触发警报。

第3章 热能收集系统

热能收集（TEH）是指使用热电发电机（TEG）将热能转换为电能的过程，其中TEG由热电偶构成。几十年来工业进程的余热产生数千瓦的功率，如汽车尾气、太空旅行等，由此成功地开发出热电功率发电机[84]。这些系统涉及千瓦规模的热量和数百摄氏度的温度。然而，最近才开始研究小型TEG[85,86]从温差很小的环境热能源中获得毫瓦数量级甚至更低的功率[37]。在小型TEH中使用TEG技术存在的挑战是能量转换效率较低且具有不一致性，以及由于温度波动性导致的输出功率很低而且成本很高[85]。正因为如此，所以急需建立一个高效的功率管理电路，使得其在广泛的运行条件下从TEG源到与之连接的负载之间的转换功率最大。

几十年来，已经提出了针对大型发电系统的MPPT机制[87-90]，然而这些MPPT机制并不适合于小型的能量收集系统，因为它们为持续运行需要消耗大量的电能。本章只注重毫瓦数量级甚至更低的功率，依据复杂的MPPT电路消耗的功率高于所收集的功率本身，所以在小型TEH中实行这些精准的MPPT机制是不适宜的。因此确保获得的输入能量总是高于由MPPT运行导致额外能量的损失是非常重要的。迄今为止，在文献中发现有限的研究讨论了一个简单而又兼容性强的MPPT算法，该算法解决了小型TEH系统问题。本章介绍了一种用于从热能源中收集接近最大能量的仿真电阻方法和与之相关的电路。仿真电阻的方法其基本原理[69-71]是控制有效的负载阻抗，模拟TEG的源阻抗，从而实现源和负载之间的阻抗匹配，因此所收集的功率在任何温差下总是处于最大值。具有最小的开环控制开销的基于功率-电子转换器可以充当在其输入端的一个近似恒定的电阻，以此模拟TEH源，而该转换器将能量传输给时变的负载阻抗，其中这些负载包括能量存储元件和无线传感器节点。

本章其余的部分安排如下：3.1节描述了TEH系统和能量转换效应；3.2节讨论了针对TEH的基于仿真电阻方法MPP；3.3节介绍使用直流-直流（DC-DC）升压变换器对该方法进行实施；优化的TEH无线传感器原型的实验结果将在3.4节讨论；随后对TEH的研究在3.5节作出小结。

3.1 热能收集器

本章使用热能收集器用于将热能转化为电能，如图3.1所示。热能收集器的

设计具有两个主要的目的：①为了容纳易于部署的小型热电发电机；②为了传输热源在特定高温 T_H下产生的热能，通过它们之间传热且导电银油脂的薄膜封闭 TEG，然后在较低温度 T_C时将蓄积在散热片上的残余热量释放到周围环境中。

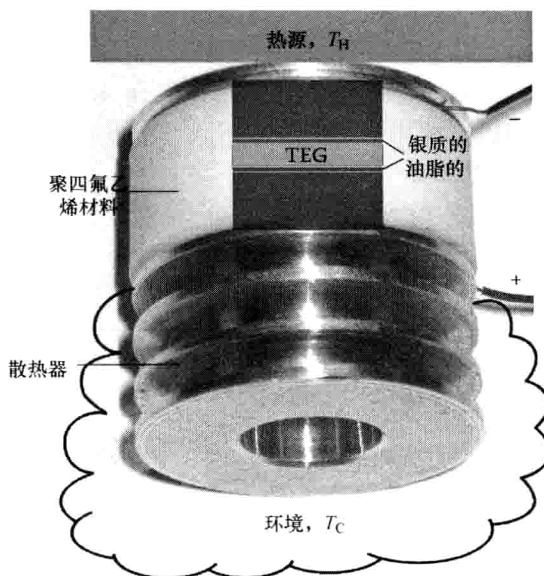


图 3.1　热能收集器由一个外壳结构和一个 TEG 构成

3.1.1　TEG 的介绍

热电描述了热流与导电材料电势之间的关系。由于塞贝克效应[91]，具有温度梯度的材料能够产生电功率。这种塞贝克效应可以通过两个不同导体制成的热电偶观察到。如果两个节点 T_{CJ}和 T_{HJ}维持不同的温度，则这两个节点的开路电压与温差 ΔT_{TEG}成正比。对于一个由 n 个热电偶以导电串联和导热并联的方式构成的 TEG，其开路电压 V_{oc}是

$$V_{oc} = S\Delta T_{TEG} = n\alpha(T_{HJ} - T_{CJ}) \tag{3.1}$$

式中　α 和 S——热电偶和 TEG 的塞贝克系数。

在这项 TEH 研究中，使用基于独特薄膜技术开发的赛默生活热电发电机（Thermo Life TEG），这种技术用于开普敦薄箔（Kapton foils）上高效的 Bi_2Te_3 型热电材料的沉积[91]。根据 Thermo Life 提供的技术数据，TEG 原型基本的几何参数和热参数列于表 3.1 中。Thermo Life 的 TEG 由 5200 个热电偶串联，所以它的输出电压很高，并且阻抗相对较高，使得 TEG 能够较理想地用于能量收集，其中只有一小部分的温度梯度是可利用的，比如人体温度和废热[91]。

表 3.1　赛默生活 TEG 原型的主要参数

几何参数	单　位	值
设备总高度	mm	0.85 ±0.05
设备的外径	mm	9.60 ±0.05
设备体积	mm^3	62 ±5
设备质量	mg	185 ±2
热电偶数（n）		5200
热系数		
总热阻抗（R_{TEG}）	K/W	14.1 ±1.0
塞贝克系数（S）	V/K	1.1
热电偶的塞贝克系数（α）	mV/K	0.21

3.1.2　热能收集器的分析

为了说明热能收集器的热和电特性，在图 3.2 中提供了一个等效电路模型。

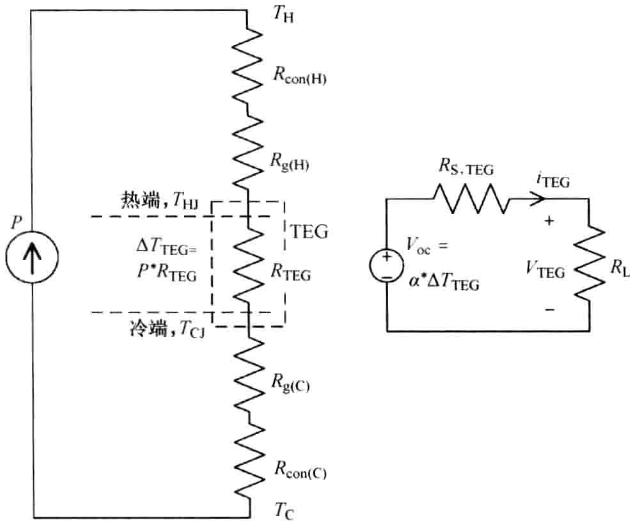


图 3.2　热能收集器的等效电路

3.1.2.1　热分析

参照图 3.2，从图中可以观察到 TEG 经过热接触电阻 $R_{g(H)}$ 和热油脂电阻 $R_{g(C)}$ 分别与高温热源 $R_{con(H)}$ 和低温热源 $R_{con(C)}$ 相连。将所有的这些电阻考虑成热能收集器结构的总电阻 R_{Total}（见图 3.2 左边的电路），并将这些电阻与 TEG 内部的热电阻 R_{TEG} 比较，则热电发电机两端的实际温差 ΔT_{TEG} 表示为

$$\Delta T_{\mathrm{TEG}}=\Delta T\frac{R_{\mathrm{TEG}}}{R_{\mathrm{Total}}}=(T_{\mathrm{H}}-T_{\mathrm{C}})\left[\frac{R_{\mathrm{TEG}}}{R_{\mathrm{con(H)}}+R_{\mathrm{g(H)}}+R_{\mathrm{g(C)}}+R_{\mathrm{con(C)}}}\right] \tag{3.2}$$

由于热能收集器的热阻抗是有限的，在 TEG 的节点两端的温差 ΔT_{TEG}小于外加在热能收集器上的温度梯度 ΔT。为了尽量减少这种负面影响，尽可能增大 TEG 的热电阻 R_{TEG}，或者换句话说，必须尽量减少热能收集器其余热电阻的阻值。

通过在热能收集器上进行一些恰当的硬件设计，使得热能收集器中不必要的热电阻最小化，定义热电阻是 $R_{\mathrm{Thermal}}=\Delta x/KA$。这些恰当的设计例如：①增大接触表面的传热面积 A；②减少类似散热片材料的厚度 Δx；③选择具有非常高的导热系数 K 的铝材料，从而实现良好的导热性能。为了保持热能收集器的温差，在如图 3.1 所示的外部结构中热端和冷端之间加入特氟纶材料，以防止寄生热电阻的不利影响[92]。

3.1.2.2　电分析

需要注意的是，有效的温度梯度 ΔT_{TEG}不仅取决于 TEG 的电和热性能，而且也取决于与之连接的电阻负载。当电阻负载 R_{L}与图 3.2 所示的 TEG 相连，流过 TEG 两端的电流 I_{TEG}可以由 Datola 等人[93]给出：

$$I_{\mathrm{TEG}}=\frac{V_{\mathrm{oc}}}{R_{\mathrm{s,TEG}}+R_{\mathrm{L}}}=\frac{S\Delta T}{R_{\mathrm{s,TEG}}+R_{\mathrm{L}}} \tag{3.3}$$

根据 TEG 的尺寸，一个热电偶引脚的高度和面积分别是 h 和 A_{leg}，所用材料的电阻率是 ρ，由 n 个 p 型和 n 型半导体材料的热电偶构成的 TEG 其内部电阻是 $R_{\mathrm{s,TEG}}$，Dalola 等人[93]给出了 $R_{\mathrm{s,TEG}}$的计算公式：

$$R_{\mathrm{s,TEG}}=2n\frac{\rho h}{A_{\mathrm{leg}}} \tag{3.4}$$

从 TEG 传输到负载 R_{L}的输出功率 P_{L}由下式表示：

$$P_{\mathrm{L}}=I_{\mathrm{TEG}}^{2}R_{\mathrm{L}}=S^{2}\Delta T_{\mathrm{TEG}}^{2}\frac{R_{\mathrm{L}}}{(R_{\mathrm{s,TEG}}+R_{\mathrm{L}})^{2}} \tag{3.5}$$

参照式（3.5），从式中可以看出，输出功率 P_{L}取决于 TEG 的电阻 $R_{\mathrm{s,TEG}}$和外部负载电阻 R_{L}。在阻抗匹配条件下，即负载电阻 R_{L}等于内部电阻 $R_{\mathrm{s,TEG}}$，则 TEG 产生输出功率取得最大值：

$$P_{\mathrm{L,MPPT}}=\frac{S^{2}\Delta T_{\mathrm{TEG}}^{2}}{4R_{\mathrm{s,TEG}}} \tag{3.6}$$

在 TEG 运行期间，输出电压随着其内部电阻 $R_{\mathrm{s,TEG}}$两端的电压降而减少。因此，功率最大值处的电压 V_{MPPT}大约是开路电压 V_{oc}的一半（$V_{\mathrm{oc}}=S\Delta T\approx 2V_{\mathrm{MPPT}}$），并且最大功率随着温差 ΔT^{2}而变化。

3.1.3　热能收集器的特性

基于热分析，设计的热能收集器用于实现 TEG 整体输出功率的最大化。热能收集器的主要设计因素包括设计的几何参数，比如 Δx 和 A，以及与热界面相关参数。优化的热能收集器原型的物理尺寸是 20mm × 20mm × 20mm。通过应用风能收集器表面间的温差（$T_H - T_C$）和测量不同负载的输出电压和电流，从而实现本项研究的一部分特性。在温差为 5～30K 的范围内重复此操作。

参照图 3.3 所示的功率曲线（功率与负载电压），从图中可以观察到，每个热梯度上所获得的功率最大值与热能收集器的输出电压相对应。这与其他收集的能源不同，比如太阳能、振动能等，其他能源的功率峰值位于一个特定的输出电压附近。因此，利用简单且超低功率的 MPPT 机制不可能将热能收集器的电压固定为参考电压。为了克服这个问题，Kim 等人[90]提出了几种适合于 TEH 的自适应 MPPT 方法，然而这些方法耗能较大，而且要求计算能力高以及成本很高，而本章只对毫瓦水平或者更低的功率感兴趣，因此这些方法并不适合于小型 TEH。

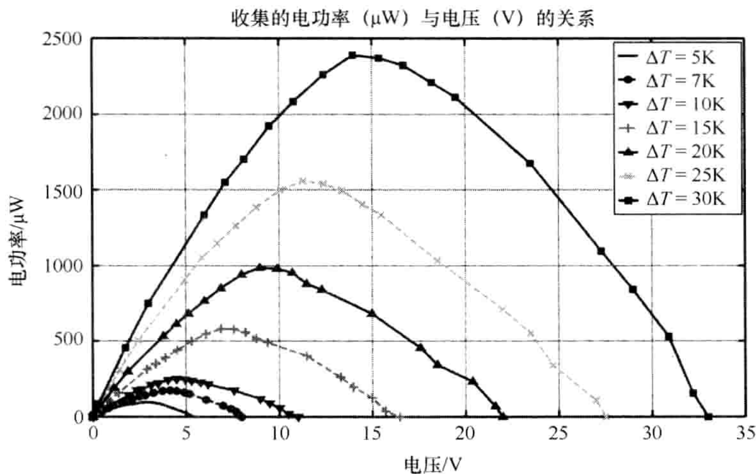


图 3.3　热电发电机在不同热梯度下的 P-V 曲线

由于大部分传统的 MPPT 方法并不适合于 TEH，本章基于仿真负载阻抗与源阻抗的匹配概念提出了一种替代 MPPT 的方法，如图 3.4 所示的功率曲线。这种技术也称为模拟电阻或阻抗匹配方法，图 3.4 绘制的功率曲线显示了当热能收集器 82kΩ 的源阻抗与负载阻抗相匹配时，所收集的功率在不同温差下总是处于最大值。然而对于其他负载条件，从热能收集器中转移内部阻抗，电力负载要么过轻要么过重，使得发电机产生的输出电功率显著下降。由此可见，基于仿真电阻的 MPPT 技术是一种有助于小型 TEH 系统实现热能收集器所收集最大功率的可能选择。

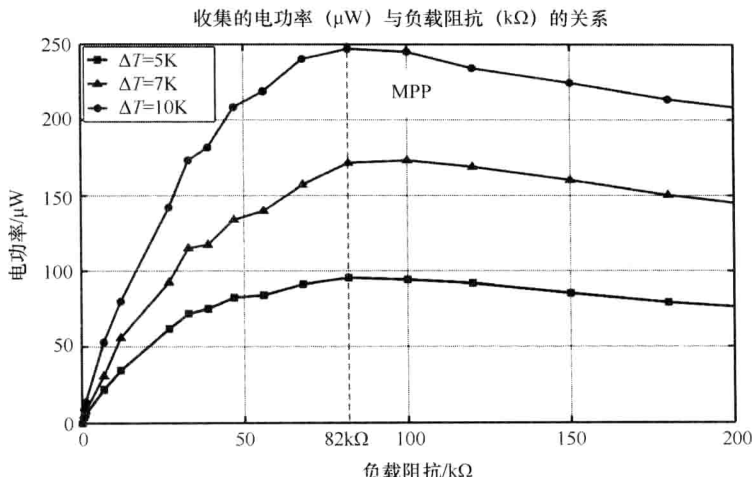


图 3.4　热电发电机在不同热梯度下的 P-R 曲线

3.2　基于电阻模拟的 MPPT

仿真电阻技术已经广泛应用在阻抗匹配中[69-71]。例如 Paing 等人[70]成功地证明了仿真电阻方法在可变低功率辐射 RF 源收集能量中的可行性。Khouzam[69]也讨论了将仿真电阻方法用于它们的直接耦合方法，通过仔细选择相对于负载参数的收集器额定参数，以获得能量收集器和负载之间最佳的阻抗匹配。然而，发现讨论有关小型 TEH 系统的仿真技术的设计和实施文献很有限，从而实现了基于仿真电阻的 MPPT。

在本章，提出的 MPP 跟踪器使用功率变换器作为开环仿真电阻以自然地跟踪热能收集器的 MPP，并且具有非常少的控制电路开销。由于热能收集器（输入电压 V_{in}到降压变换器）产生较高的 5 ~ 35V 的输出电压（见图 3.4），所以功率变换器选择降压变换器拓扑结构。降压变换器的主要目的是匹配热能收集器的最佳电阻，即变换器输出端 $R_{s,TEG} = R_{opt} = 82\text{k}\Omega$，基于能量存储元件的电压和充电特性，变换器将能量高效地传输到其输出端。以前的方法[70]表明在一定范围内的输入功率，具有固定占空比的升压型（升压）变换器以不连续导通模式（DCM）运行导致输出的功率最大。Paing 等人[70]以及 Paing 和 Zane[94]描述的结果与这项研究相关，通过 DCM 中直流-直流变换器（例如，升压、降压以及升压-降压）充当其输入端的一个近似恒定的电阻，使得升压/降压变换率增大。

为了充分理解降压变换器在 DCM 运行时是如何仿真热能收集器（$R_{s,TEG} = 82\text{k}\Omega$）源电阻的，从而实现 MPPT，图 3.5 中降压变换器的电气模型可以建模成如图 3.6 所示的平均等效电路模型。这种建模过程是基于埃里克森等人[71]所作

的分析，作者说明了半导体开关的平均电压和电流成比例并且遵循欧姆定律，则开关可以用一个有效电阻 R_e（d）简单代替。在类似的情况下，二极管的平均电压和电流遵循电源 P 特性，其功率与 R_e（d）消耗的功率相等。因此，图 3.5 中的降压变换器可以由图 3.6 所示的平均等效电路来表示，其中开关和二极管可以分别用有效电阻 R_e（d）和非独立电源 P 来代替[71]。

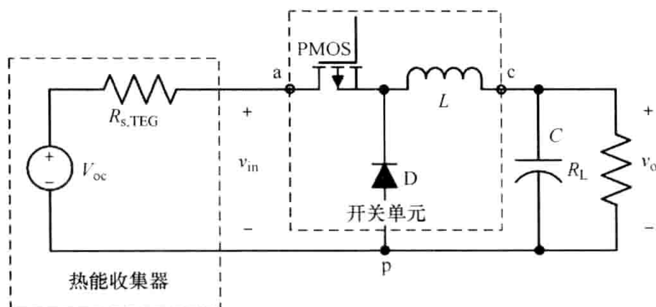


图 3.5　降压变换器

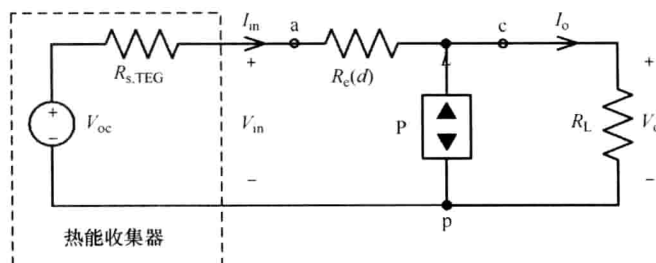


图 3.6　降压变换器的平均等效电路

基于降压变换器在 DCM 中的直流分析[95]，则得出降压变换器的变换率 M[96] 如下：

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + 4R_e(d)/R_L}} \tag{3.7}$$

此外，在 DCM 中降压变换器的仿真电阻 $R_e(d)$ 可以由下式表示[71]：

$$R_e(d) = \frac{2L}{d^2 T_s} \tag{3.8}$$

式中　d 和 $T_s = 1/f_s$——脉冲调制（PWM）开关门限信号的占空比和开关时间/频率。

在实际情况中，降压变换器（$V_{in} >> V_o$）的降压变换率 M 不足够大，使得校正因子 $1/(1-M)$ 近似等于 1。因此，考虑到校正因子 M 对式（3.8）中降压变

换器的仿真电阻 $R_e(d)$ 的影响，则仿真电阻的总阻值变成

$$R_{em}=R_e(d)\left(\frac{1}{1-M}\right)=\frac{2Lf_s}{d^2}\left[\frac{1}{1-\left(\frac{2}{1+\sqrt{1+8Lf_s/d^2R_L}}\right)}\right] \tag{3.9}$$

已知从图 3.3 中实验获得的热能收集器的源电阻 $R_{s,TEG}$ 阻值固定在 82kΩ，降压变换器的输入端必须不断仿真这个电阻值，从而实现 MPPT。在此 DCM 运行中变换器参数 L 和 f_s 是固定不变的，而将占空比 d 更改为所要求的值，以获得等效的仿真电阻。因此，将式（3.9）中的表达式分解以确定仿真热能收集器的源阻抗（$R_{s,TEG}=82\text{k}\Omega$）的占空比 d_{em}，从而实现 MPPT，Dalola 等人给出了占空比的表达式：

$$d_{em}=\sqrt{\frac{2Lf_s}{R_{em}\pm\sqrt{R_{em}R_L}}} \tag{3.10}$$

为了证明降压变换器作为基于仿真电阻的 MPP 跟踪器的能力，并验证式（3.10）表示的控制表达式，对不同的温差和不同的负载条件下的降压变换器进行了实验测试。首先，基于仿真电阻的 MPP 跟踪器的运行，在不同温差条件下选择一个固定的 10kΩ 电阻作为测试的负载，得出的实验结果如图 3.7 所示。

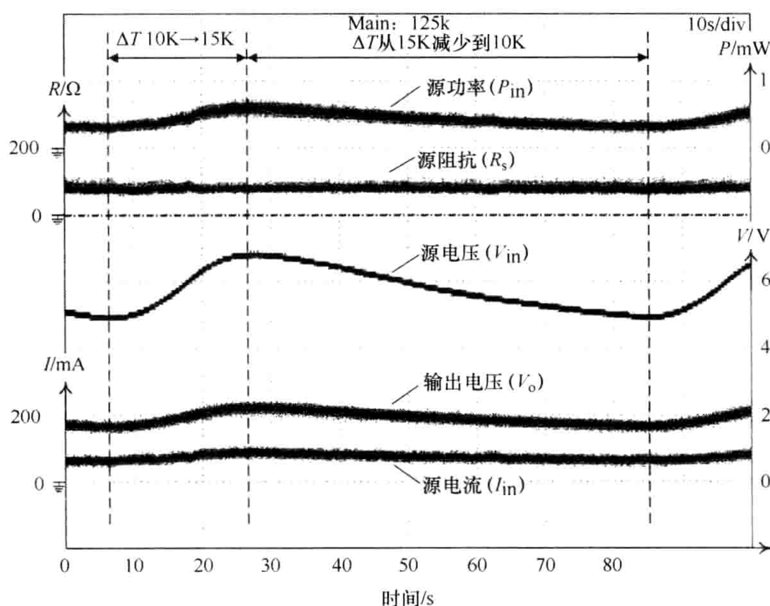


图 3.7　在不同的温度差条件下基于仿真电阻的 MPP 跟踪器的运行

参照图 3.7，随着热能收集器两端的温差 ΔT 从 10K 增加到 15K，所收集的功率 P_{in} 从大约 300μW 增加到 600μW，此功率是源电压 V_{in} 和源电流 I_{in} 乘积的结果。在 ΔT 增加的这段时间里，从图 3.7 上可以看出由仿真电阻 MPP 跟踪器所模拟的源电阻 R_s 始终稳定地保持为最佳电阻 82kΩ。

基于塞贝克效应，随着热能收集器的温差从 10K 升高到 15K，源电压从 5V 增加为 7V，而具有基于仿真电阻 MPP 跟踪的降压变换器输出降压电压 V_o 也从 1.8V 增加到 2.2V。鉴于选择变换器的参数 $L = 30\text{mH}$、$f_s = 18\text{kHz}$ 以及 $d_{em} = 0.14$，使用式（3.7）、式（3.8）和式（3.9），实验所获得源阻抗证实了阻抗值大约是 82kΩ，如图 3.7 所示。降压变换器保证热能收集器在不同输入运行条件下总是处于其 MPP 附近。因此，降压变换器作为一种简单的基于仿真电阻的 MPPT 机制在不同的温差条件下具有良好的性能。这些观察和分析也适用于不断下降的温差条件。

其次，实验对基于电阻模拟的 MPP 跟踪器在不同的负载条件下的运行进行测试，其中实验结果如图 3.8 和图 3.9 所示。式（3.10）用于确定热能收集器（$R_{s,TEG} = 82\text{k}\Omega$）仿真源阻抗的占空比，从而使得源和负载之间传输的功率最大。基于降压变换器两个极端的运行带宽确定负载条件的运行范围，当负载与一个 0.1F 的超级电容器相连时，超级电容器的最初充电和最后充电阶段可以分别用两个 10kΩ 和 56kΩ 的负载电阻仿真。基于式（3.10）计算出两个阻抗值（即 10kΩ 和 56kΩ）的仿真占空比分别是 0.14 和 0.27。

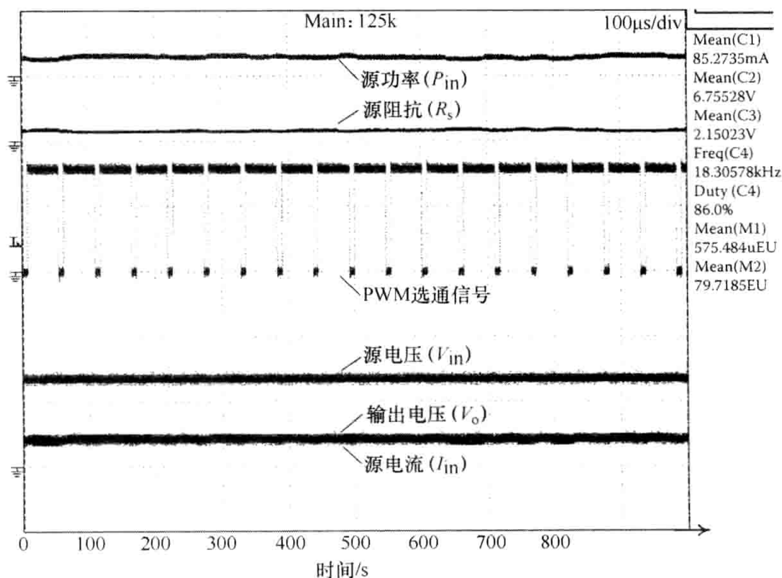


图 3.8　基于仿真电阻的 MPP 跟踪器在 10kΩ 负载条件下的运行

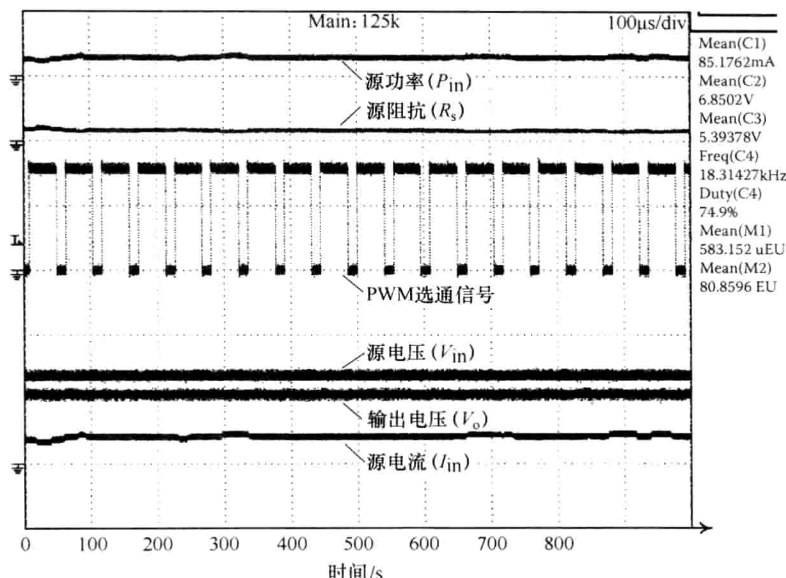


图 3.9　基于仿真电阻的 MPP 跟踪器在 56kΩ 负载条件下的运行

参照图 3.8 和图 3.9，对于 10kΩ 和 56kΩ 的负载电阻，实验所获得的补充仿真占空比［使用 P 型金属-氧化物-半导体-场效应晶体管（P-MOSFET，PMOS）替换 N 型金属-氧化物-半导体-场效应晶体管（N-MOSFET，NMOS）作为降压变换器的高侧开关］是 0.14 和 0.251，所以实验得出的结果符合用公式计算所得 0.14 和 0.27 的占空比。在仿真的占空比处，从图 3.8 和图 3.9 都能观察到达到所预期要求的 R_{em} = 82kΩ，所收集的电功率最大值是 P_{MPPT} = 580μW（见图 3.3）。

3.3　无线传感器节点的 TEH 的实现

设计的 TEH 系统和其超低功耗和高效的功率管理电路为自主式传感器节点供电，其原理图如图 3.10 所示。参照图 3.10，所设计的功率管理电路及仿真电阻的 MPPT 方法基本上由三个主要的部分组成：①具有 MPPT 的降压变换器及其控制和 PWM 生成电路，该电路能够更改 TEH 的运行点从而保持所收集的功率处于 MPP；②能量存储元件（即缓冲源和负载之间的能量变换的超级电容器）；③调节型升压变换器，为无线传感器节点和其他电子电路提供恒定电压。

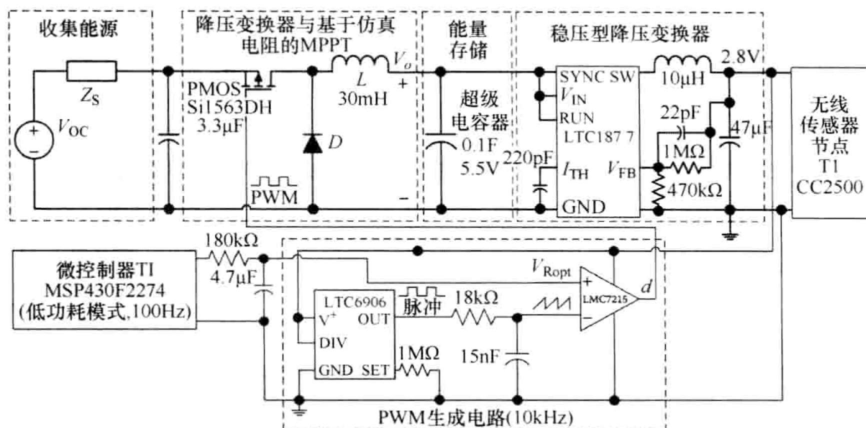


图 3.10　TEH 系统的示意图

3.3.1　降压变换器与基于仿真电阻的最大功率点跟踪

DCM 中的降压变换器说明了在其输出端能够实现一个近乎恒定的电阻，从而促使与 0.1F 的超级电容器相连的热能收集器将最大功率值传输到其输出端，基于 PWM 门限信号的占空比 d 并将该门限信号应用于降压变换器中[70]。在不同的负载条件下，负载范围是 10 ~ 56kΩ，在降压变换器的运行带宽中选择 0.16 的占空比值，使得降压变换器运行在接近最大功率点处。将占空比 d = 0.16，所连接的负载 10kΩ 和 56kΩ 代入式（3.9）中，计算出仿真电阻分别是 68kΩ 和 126kΩ。参照图 3.3，从图中可以观察到在 MPP 附近的这些电阻值所消耗的功率小于在 R_{em} = 82kΩ 处获得的最大功率值的 5%。其中浪费的功率（几十微瓦）远远小于高功率开销的复杂控制电路所消耗的功率，该控制电路要求实行准确且精确的闭环 MPPT 技术。

降压变换器作为开环仿真电阻运行如下：由德州仪器公司微控制器（TIMSP430F2274）产生所需 0.16 的占空比以及大约 100Hz 的低频的 PWM 控制信号。设计一个超低功率 PWM 生成电路用于将时钟速度减慢的微控制器产生低频的 PWM 控制信号变换为较高的 10kHz 的开关频率，所以在降压变换器中使用小型滤波元件从而使得 TEH 系统的整体小型化。PWM 生成电路由一个用于产生锯齿波信号的微电阻设置型振荡器（LTC6906）和一个微功耗轨对轨互补型金属氧化物半导体（CMOS）比较器（LMC7215）组成，这种比较器能够比较其参考信号（$d_{em}V_{ref}$ = 0.16 × 2.5V = 400mV）与高频锯齿波信号，从而产生 PWM 门限信号用于控制降压变换器。

3.3.2 储能

长期部署的 TEH 无线传感器节点要求具有像超级电容器和传感器节点电池板这样的储能设备，从而积累从热源产生的输入能量，并用来维持节点在整个生命周期的运行。超级电容器具有比电池更优良的特性，其中包括众多的充电完全周期（超过五十万次充电周期）、寿命长（10～20 年的运行寿命）以及功率密度高（比电池高出一个数量级的连续电流）[34]。与离散电容器不同，离散电容器具有非常小的电容值在皮法到微法范围，而超级电容器有法范围的非常大的电容值，因此非常适合于储能。设计的降压变换器可以作为基于仿真电阻的 MPP 跟踪器，重要的是要考虑了超级电容器的动态响应，从而确保了 MPPT 的恒定运行。

如图 3.11 所示，在 500s 的运行时间内，超级电容器从初始状态 1V 通过 TEH 系统充电。随着超级电容器不断充电，它的动态响应根据 TEH 系统的运行条件不断变化；而其阻抗等效于负载阻抗 R_L 范围是 10～56kΩ。在 500s 时，0.1F 的超级电容器充电电压 V_{cap} 在 MPPT 机制下是 2.75V，而无 MPPT 机制时充电电压是 1.73V。比较这两种机制，TEH 系统在 MPPT 机制下进行充电的电压显然高于没有 MPPT 机制时的电压。这是因为具有 MPPT 机制的 TEH 系统能够保证热能收集器在其 MPP 附近，因此更多的电功率被传输到超级电容器中。当 TEH 系统和 MPPT 机制一起运行时，在 500s 时积累在超级电容器中的能量是 0.28J，是不具有 MPPT 机制的 TEH 系统 0.15J 的两倍。因此，这就表明在动态负载条件下，具有 MPPT 机制的 TEH 系统性能优于其不具有 MPPT 机制的 TEH 系统的性能。

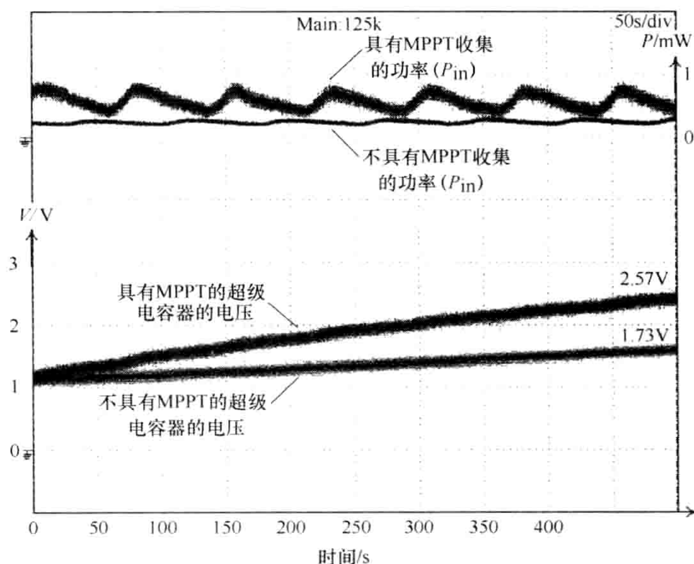


图 3.11　为超级电容器充电的具有 MPPT 和不具有 MPPT 的 TEH 系统的性能比较

3.3.3 调节型降压变换器和无线传感器节点

所设计的 TEH 系统为市售的由德州仪器公司提供的无线传感器节点供电，这种传感器节点也称为无线目标板 e2430-RF2500T。在超级电容器和无线传感器之间插入由凌力尔特公司制造的降压变换器（LTC1877），以此提供 2.8V 的恒定运行电压 V_{DC}。而降压变换器的效率是 80% ~ 90%，并且消耗的运行电流是 12μA。在本章中，部署在应用领域的无线传感器的运行如图 3.12 所示。

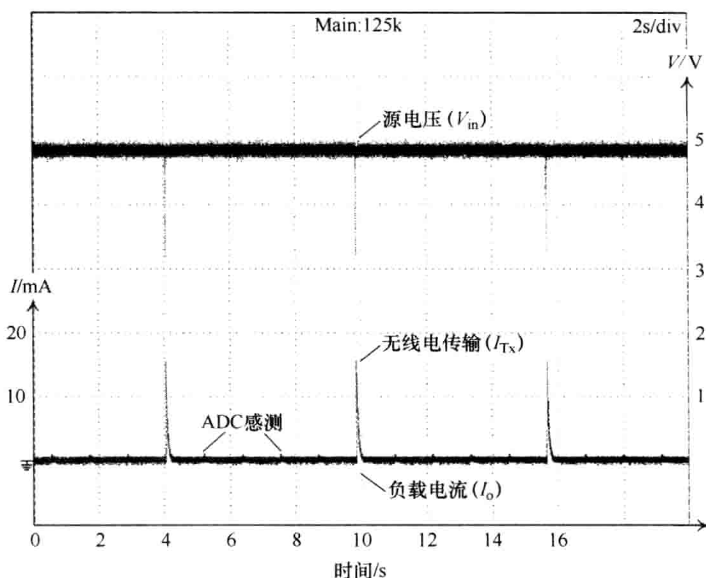


图 3.12　无线传感器节点的运行

如图 3.12 所示，传感器节点的运行包括：①感测传感器的一些外部模拟信号，比如温度；②每 5s 与网关节点通信并传输感测信号。一旦基站接收到数据，则将所收集的数据处理成可用的信息用于后续的行为。这种循环占空比的方法可以显著地减少耗能型无线电模块的功耗，这种无线电模块的传感器节点每隔几秒传输一次，而且传输速率较低。

3.4 实验结果

在硬件原型中已经成功地实现了优化的 TEH 无线传感器节点并对其进行实验测试。进行的几个实验测试用于区分 TEH 系统和其仿真电阻的 MPPT 机制在为其相连的负载供电的性能，这里的负载包括超级电容器、控制和 PWM 生成电

路以及无线传感器节点。如图 3.13 所示，内建的电容器仅对运行的电力负载首次供电，然后由 TEH 系统及其集成的 MPPT 在 20K 的温差下所收集的能量为电力负载运行进行供电。

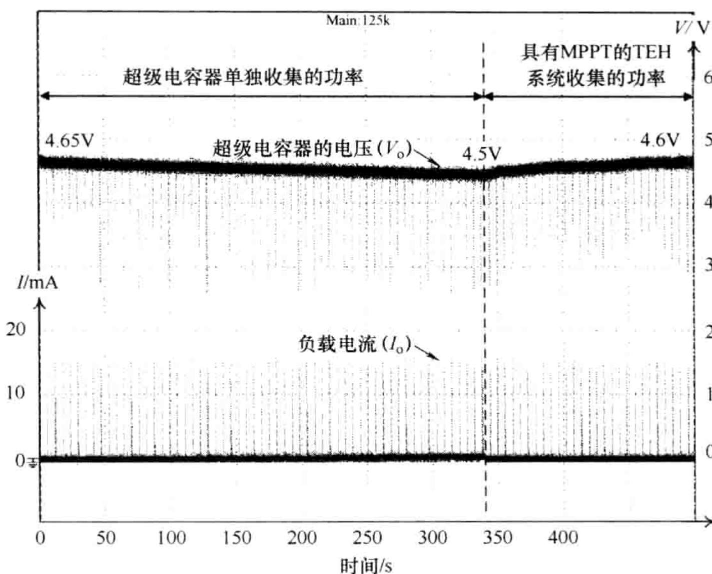


图 3.13　无线传感器节点的运行

参照图 3.13，从图中可以观察到，在无线传感器既不与 TEH 系统相连也不和其集成的 MPPT 连接的这段时间内，超级电容器的电压 V_o不断下降。仅仅依赖于超级电容器的传统传感器节点消耗 0.1F 超级电容器的平均功率是 200μW。因此，超级电容器两端的电压在大约 330s 内从 4.65V 下降到 4.5V，而计算得有 69mJ 的能量传输到负载。一旦激活 TEH 系统与 MPPT 机制，所收集的大约有 450μW 的能量用于为传感器节点供电，也为超级电容器在 170s 内充电到 4.6V。这表明仅仅依赖于存储的能量是不足以维持传感器节点的运行，只有当 TEH 系统与其 MPP 跟踪器一起部署时，才能为无线传感器节点的运行和超级电容器充电提供足够的功率。

已经证明，所设计的降压变换器以及仿真电阻的 MPPT 方法在热能收集器中提取最大功率方面取得了良好的性能，但这是以变换器及其相关的控制和 PWM 生成电路的额外功耗为代价所换取的。因此，有必要研究相对于收集的总功率的这些功耗其存在的意义。首先的调查是确定降压变换器在不同温差和负载条件下的效率 η_{conv}，而这个效率是降压变换器输出的负载功率 P_{load}与输入的直流功率 P_{dc}之间的函数。例如，在温差和输出负载阻抗分别为 20℃ 和 10kΩ 时，降压变

换器的效率由下式给出：

$$\eta_{conv}=\frac{P_{out}}{P_{in}}\times100\%=\frac{2.7V^2/10k\Omega}{9V\times88\mu A}\times100\%=92\% \tag{3.11}$$

对于所有其他的温差和负载条件，使用式（3.11）计算得降压变换器的效率平均值是90%，其计算结果如图3.14所示。在毫瓦级甚至更低的额定功率条件下，这样高效的降压变换器是非常有利的且可行的。另一个进行的研究是确定相关的控制和PWM生成电子电路的功耗以及相对于收集的功率它的重要性。基于如图3.10中TEH系统每个单独元件的电压和电流要求，则整个电路的功耗可以用下式计算：

$$\begin{aligned}P_{消耗@20K,10k\Omega}&=P_{PMOS@V_{MPPT}}+P_{比较器@V_{MPPT}}+P_{滤波器@2.8V}+P_{振荡器@2.8V}\\&=9V\times(4\mu A+21\mu A)+2.8V\times(3\mu A+20\mu A)\\&=289\mu W\end{aligned} \tag{3.12}$$

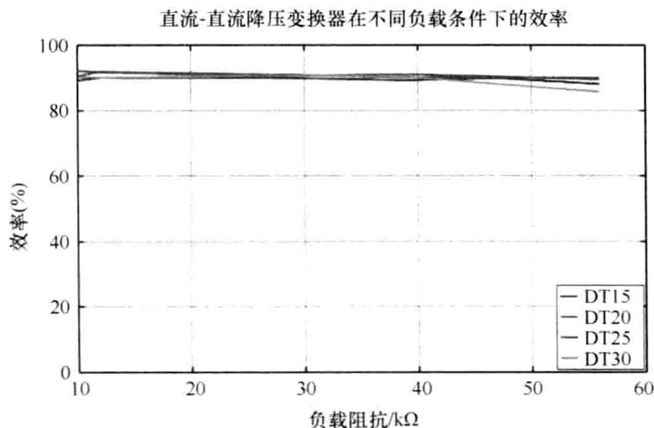


图3.14 基于仿真电阻的MPPT的升压变换器在不同温差条件下的效率

图3.15描述了在不同温差条件下与基于仿真电阻的MPPT相关的功耗。将降压变换器两端的功耗和式（3.11）和式（3.12）分别提到的控制和PWM生成电路的功耗都考虑在内，则具有MPPT机制的TEH系统和不具有MPPT机制的TEH系统性能比较用图3.16中的柱状图表示。针对图3.16中显示的所有温差，从图中可以观察到具有MPPT机制的TEH系统所收集的电功率至少是不具有MPPT机制的TEH系统的2~3倍。考虑到降压变换器和相关电路的功耗，具有MPPT机制的TEH所收集的净功率仍然高于没有MPPT机制的情况。因此，这表明了在TEH系统中实施MPPT机制的重要性和其贡献。

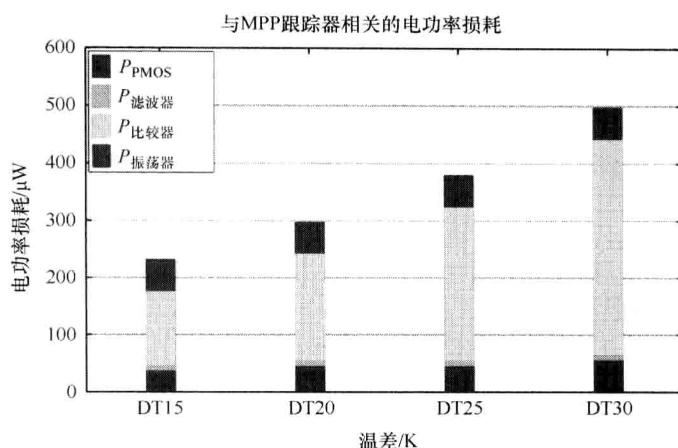


图 3.15　与 MPP 跟踪器相关的功率损耗

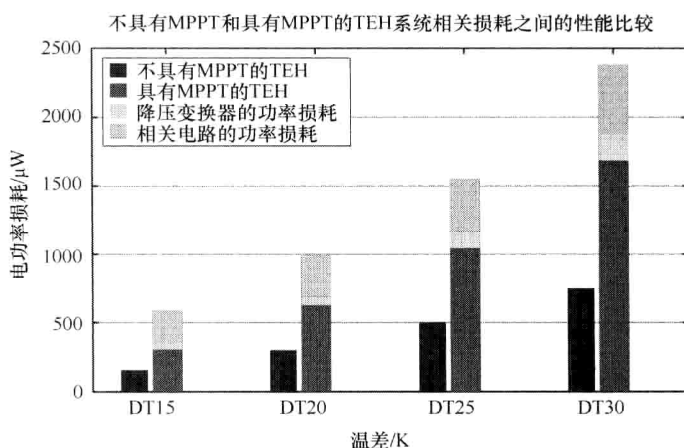


图 3.16　不具有 MPPT 和具有 MPPT 的 TEH 系统之间的性能比较

3.5　本章小结

本章提出了一种高效的 TEH 系统和其功率管理电路，使得从热源到连接的无线传感器节点的功率传输最大化。TEH 系统的电气特性不同于其他常见的能量收集源，如太阳能和振动能，其中绝大多数具有很少开销的传统 MPPT 方法并不适合于 TEH 系统。本章提出了一种基于仿真电阻的 MPPT 技术，以此仿真负载阻抗从而匹配 TEH 系统的阻抗。实验结果显示用设计的 TEH 系统为自主式传

感器节点和其超低功率和高效的功率管理电路供电比传统的用电池供电的无线传感器节点性能要好得多。在温差为 20K 时，降压变换器的效率是 92%，而运行其相关的功率管理电路消耗 289μW 的功率。从实验所获得的结果可以分析得出，在平均温差为 20K 时，优化的 TEH 系统所收集的平均电功率是 629μW，这几乎是传统的不使用 MPPT 能量收集方法的两倍。

第 4 章 振动能收集系统

如公路、铁路等许多环境通常遭受到各种不常用的振动能量。为了将这些环境振动作为能源使用，许多研究人员已经成功地建立并测试了从振动能源中产生电能的三种基本的方法：电磁感应[48]、静电产生[97]以及压电材料[98]。而这些技术都能够提供有效的能量，由于压电材料具有将应变能直接转换为可用的电能的能力，并且很容易地把它们集成一个系统，因此压电材料受到广泛的关注[98]。静电产生和电磁感应这两种方法要求复杂的“两部分”的设计（在可变电容器的两个极板上以静电方式配置，在线圈和磁体中以电磁形式配置），而压电方法的设计和实施相对比较简单。此外，Roundy 等人[99]证明了压电类型具有最高的功率密度。基于这些积极的发现，压电方法已经应用到振动能量收集（VEH）为电力负载供电的研究中。

压电是指一些材料（如晶体）具有将机械能转换成电能并可逆转换的能力[100]。当外力机械地作用在压电材料上时，这些压电材料变成电极化的且这种极化度与外加应变力成正比。但也有可能产生相反的效果：当压电材料受到外部电场作用时，压电材料会产生变形。外力与压电材料响应之间的关系取决于三个因素[101]：①材料的尺寸和几何形状；②材料的压电性能；③机械或电力的励磁方向。第一个关系是显而易见的。至于第二个关系，压电行为可以用下式来建模：

$$D = dX + \varepsilon^{X} E \tag{4.1}$$

$$x = s^{E} X + dE \tag{4.2}$$

基于式（4.1）中描述的压电材料的机电表达式，电位移 D 与外加的机械力 X 和产生的电场 E 有关。系数 d 和介电常数 ε^{X} 在恒力条件下测量得到比例常数。至于式（4.2）中的表达，当施加电场 E 时，电位移 x 与产生的机械应变力 X 有关。在恒定电场中系数 d 和介电常数 ε^{X} 测量的比例常数是相同的。关于第三个关系，根据 Gonzalez 等人[79]的研究，压电材料具有可视化的三维结构，其中机械和电气幅度可以在任意三维轴上测量。图 4.1 定义的三维轴说明了压电发电机在平行和横向运行模式下的影响。

在此 VEH 研究中，设计了两种类型的压电发电机从而收集影响或冲击力：①4.1 节描述的压电按钮式点火器；②4.2 节介绍的预应力压电隔膜材料。参照图 4.1，压电点火器在并行压缩的模式或 33 模式上运行，其中在同一数轴上产生电场（即轴 3），所施加的外部机械力 F 用于在压电元件中建立机械共振[79]。

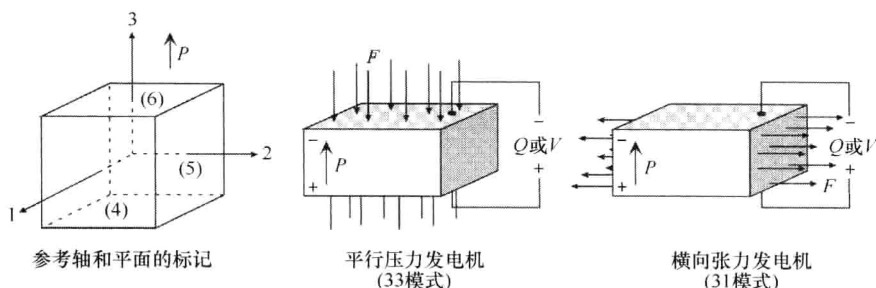


图 4.1　压电发电机的平行和横向张力模式的运行

至于其他类型的使用预应力压电膜材料的压电发电机，考虑如图 4.1 所示在横向模式或 31 模式下的运行[102]。施加在压电材料上的机械应变力垂直于它的输出电极，因此收集的电荷表面与所施加的外力表面是相互独立的。当励磁压电材料在 31 模式下运行时，使得轴 1 正常伸长或压缩，而轴 3 产生正常的电场。

相关文献广泛地讨论了基于冲击力的压电能量收集，从人类活动、弹药等收集浪费的动能为低功率的电子设备供电。Beeby 等人[103]提出的早期的例子是压电动能收集系统从冲击中提取能量。Umeda 等人[104]倡导对钢珠在压电薄膜上冲击而产生的能量进行分析。最初的工作是将一个 5.5g 重的钢珠轴承从 20mm 的高度落到压电式转换器上以此探索这种方法的可行性。Keawboonchuay 等人[105]研究高功率的压电发电机成为弹药的一部分。随后 Renaud 等人[106]描述了为人类应用所设计的耦合冲击的压电式转换器。这些作者针对人类应用提出了一些与冲击力收集器相关的分析，其中该收集器包括一个约束在机架中但可以沿着一个轴自由滑动的惯性质量，并且评估了从大幅度和低频率的励磁中收集能量的系统相关性。当滑体撞击位于机架每一端的钢悬臂/锆钛酸铅（PZT）悬臂时都会产生能量。一些研究针对人类应用中直接的拉力或冲击力作用在压电元件上做了很多报道，其中最早的例子是将安装在鞋里的发电机与安装在鞋跟和鞋底的液压系统耦合成圆柱形的 PZT 栈[107]。这个液压系统放大作用在压电栈上的外力同时减少撞击力。随后在 20 世纪 90 年代美国麻省理工学院（MIT）研发了一种设备作为运动训练鞋垫，鞋垫弯曲运动的张力和聚偏二氟乙烯（PVDF）栈都能产生电能[81]。

4.1　使用压电按钮式点火器的基于冲击力 VEH

自供电按钮是一种利用基于冲击力的能量收集为自供电远程控制供电的有趣的应用[28]。1956 年，Robert Alder 为 Zenith 电视设计了一种自供电式远程控制称为空间司令（Space Commander）。它的特色是具有一组能够撞击铝棒产生超声波

的按钮，当在电视接收器端解码时它能够恰当地变换频道。Joe Paradiso 和 Mark Feldmeier 在 2001 年通过使用具有共振匹配变压器和调节电路的压电元件进一步推广了这个研究，当按下按钮时产生电功率以运行数字编码器和无线电发射机[108]。此外，德国公司 EnOcean[109]开发了一些自供电的射频发射机，发射机中含有一个双稳态压电悬臂，当按下按钮时，压电悬臂“咔嚓”折断，而且这些发射机通过开关稳压器调节其电压。在基于冲击力的 VEH 研究中，就功率密度和能量要求而言，提出的压电按钮式点火器系统设计紧凑、简单且成本低，同时能够从人类按下按钮的冲击力中收集足够的能量为遥控器供电，如图 4.2 所示。

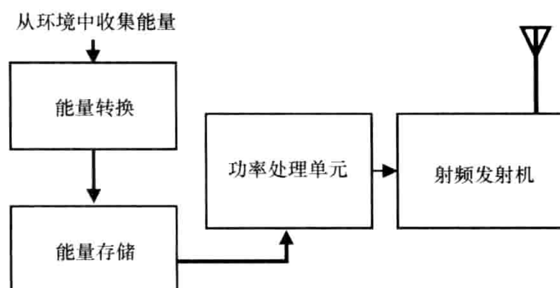


图 4.2　自供电无线射频发射机原理框图

参照图 4.2，自供电无线发射机系统的关键部件包括微功率基于冲击力的压电发电机、储能设备、功率处理单元（PPU）以及射频发射机。当小型机械力作用在压电按钮上，则从压电点火器上收集的动能转换为电能。电能暂时存储在像电容器或电池这样的设备中，然后通过 PPU 调节成稳定的输出电压。在此之后，调节后的直流（DC）功率提供给射频（RF）发射机电路以执行串行传输，通过射频发射机与环境中的传感器进行通信，并控制部署在智能环境中的驱动系统。

4.1.1　压电式按钮

根据不同的目的，图 4.3 所示的压电式按钮已经广泛地用在工业应用中。用于煤气照明点火器上的集成化按钮就是其中的一个例子，它在非常低的机械冲击力作用下产生非常高的电压，并且这种高电压施加到空气间隙处会产生电弧。参照图 4.3，压电按钮点火器包括一个连接到负极电线上的圆柱形金属体，以及与压电元件内部相连的其他正极电线。在点火器的顶端可以发现像按钮结构的可按下的点火装置。当按下压电式按钮时，里面的弹簧会被压缩。当压力超过阈值时，释放弹簧承载的铁锤，它能够传递一个动态的机械力作用在压电元件上，如图 4.4 所示。参照图 4.4，外部机械力不断拉紧内部的压电元件，这些极化的晶胞以固定的模式在晶格中移位和对齐。随着离散偶极效应不断积累，产生元件相

对面之间的静电势[110]。



图 4.3　压电按钮点火器及其组件

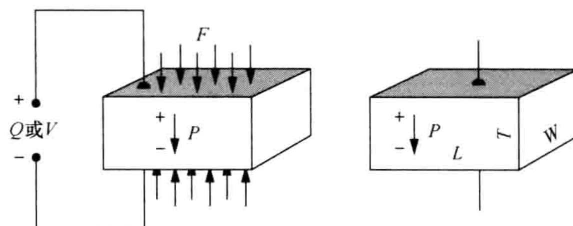


图 4.4　平行力作用在压电元件上

同一轴两端产生的电场（即在这种情况下的轴 3，见图 4.4）在并行模式下运行[79]，其中由弹簧承载的铁锤施加外部机械力 σ。沿着轴 3 在压电发电机面积为 $A = LW$ 的表面产生的短路电荷位移 Q_3 可以表示为

$$Q_3 = d_{33}F_3 \tag{4.3}$$

式中　L——沿着轴 2 的长度；

　　W——沿着轴 1 的宽度。

施加的力 σ 是机械力 F 和表面积 A 的函数。压电电压常数 g 是电场 E 和施加的力 T 的商[79]。此外，电场是开路电压 V_{oc} 除以压电发电机的厚度 T 的函数，因此产生的开路电场 E_{oc}[111] 可以表示为

$$E = \frac{V_{oc,3}}{t} = \frac{g_{33}F_3}{A} \tag{4.4}$$

已知压电电荷常数 d 由下式给出：

$$d_{33} = \varepsilon_{33}^{T}\varepsilon_0 g_{33} \tag{4.5}$$

式中　ε_0——自由空间（8.85×10^{-12}）的介电常数；

　　ε_{33}^{T}——材料在恒定压力下的介电常数。

已经证明了压电发电机可以用一个电容值建模[111]：

$$C_3 = \frac{\varepsilon_{33}^{T}\varepsilon_0 WL}{t} \tag{4.6}$$

因此，由压电发电机产生的电功率 P_3 可以计算为存储在电容器的能量比率，由下式给出：

$$P_3 = \frac{1}{2}C_3 V_3^2 f = \frac{1}{2} g_{33} d_{33} F_3^2 \frac{t}{A} f \tag{4.7}$$

式中　f——振动频率。

得出的关系表明对于给定的固定面积 A 和厚度 T 的压电材料，在外力 F 的作用下产生的电功率 P 取决于压电材料的电荷常数 d 和电压常数 g。为了获得基于冲击力的压电发电机的高性能，必须选择具有高品质因数（d 和 g）的压电陶瓷元件。此外，压电元件的体积和施加在元件上的压力也是将机械输入转换为电能要考虑的关键因素。

下一个步骤是确定压电按钮式点火器的电气特性以促进 PPU 的设计，从而为 RF 发射机供电。在本项研究中使用的压电按钮尺寸是长 35mm，直径 5mm，在 15N 的最大机械力时其挠度是 45mm。当 15N 的驱动力施加在压电按钮上时[108]，释放内部锤以此撞击压电元件，如图 4.5 所示。锤的驱动力作用在压电元件上产生的压力波输出一个非常高的 6kV 电压。由于压电元件的动态极化，产生的输出高电压紧密地遵循交流（AC）信号。锤子每次撞击压电元件以此产生机械共振，如图 4.5 的缩放版本所示，从图中能够观察到 10 个小型的交流电压脉冲。随后，在图 4.5 中也可以观察到锤子大约九次反复撞击压电元件以及在大约 1.5ms 很短的时间范围内出现由压电按钮式发电机收集的能量脉冲。

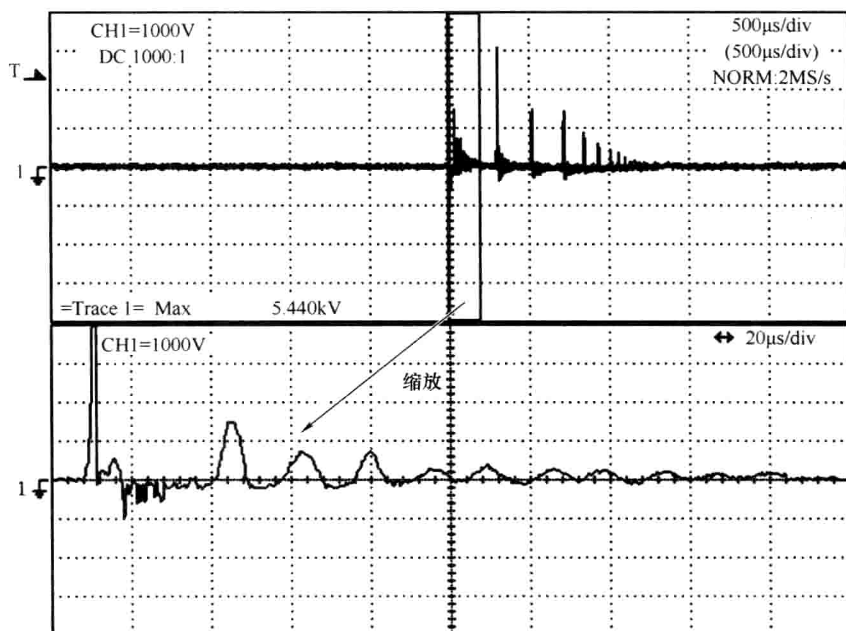


图 4.5　压电按钮点火器

由于人类提供的每个输入的驱动力并不是不连续的，而是以脉冲方式出现，输出的电压将随着压电元件上机械振动的衰减而逐渐减少，因此关键是确保所收集的能量足以通过 RF 发射机以无线的方式传输一些信息包。图 4.6 显示了由 HT-12E 编码器编码的 12 位数据通过射频发射机发送。

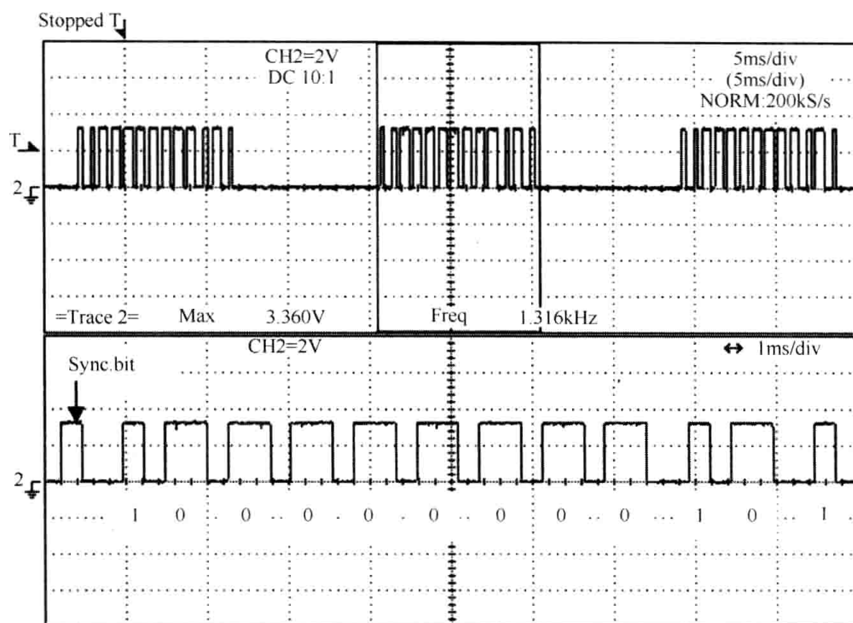


图 4.6　由 HT-12E 编码器发送的 12 位数据的放大图

编码器首先连续地生成一个同步起始位，同时伴随一个 8 位的地址 [1000 0000] 和一个 4 位的数据序列 [0101]。HT-12E 编码器的地址/数据引脚已经将预先固定的 [1000 0000 0101] 序列发送给发射机。低能耗关键在于许多应用中发射机大部分时间都处于空闲状态。因为当且仅当按下按钮时才要求传输功率，像典型的无线遥控器，因此压电按钮式功率生成的概念非常适合这种情况。为了射频传输运行供电，必须恰当地存储电能，即使当外部能源暂时不可用时也能保证完成整个传输任务，如图 4.6 所示的一个完整的 12 位信息传输需要耗时大约几十毫秒。传输任务在这段期间不断地消耗能量直到完成该进程，而发射机电路在待机模式期间仅需极少量的能量。

4.1.2　能量存储和功率处理单元

PPU 将压电发电机产生的交流输出电压通过交流-直流全波二极管桥式整流变换为直流电源。随后，跨接在全波桥式整流器输出端的电容器充当能量存储设

备，因为压电发电机的能量有限，该电容器仅在短脉冲时与有助于平滑稳压直流电压中电压纹波的过滤器一起出现。因此，通过选择具有较高电容值的电容器，稳压直流电压通过电容器高效地被逐步降低到一个较低水平，同时电容器能够更好地平滑直流电压，也能提供更多的存储能量。之后，电容器的未被稳压的输出直流电压通过稳压器电路进一步调节成稳压直流电压。

由于一些设计约束强加在基于冲击力的 VEH 系统上，比如微型尺寸、简约设计以及成本低要求，则需要使用一个简单的稳压器。根据 Dewan 等人[112]，如果线性稳压器的输入和输出之间的电压差保持在最小值，则使得线性稳压器的效率最大化。这是因为经过稳压器的电压下降很少，因此浪费的能量也变得很少。另一方面，开关模式的稳压器输出电压呈波形，由于它的开关速率与线性稳压器相比具有很高的微安数量级的静态电流，特别是在低功率的运行中负载电流非常低。虽然开关模式的稳压器相对比较复杂，但与线性稳压器相比它具有一些优势，比如较高的功率转换效率、升压和降压能力强等。考虑到这两种类型稳压器的优势和劣势，线性稳压器更适合于本项 VEH 的研究工作。

图 4.7 显示了压电能量收集系统的原理图。参照图 4.7，描述了压电能量收集器为自供电的无线发射机供电的操作原理。当按下压电按钮时，产生 5 ~ 7kV 的交流电压。通过全波整流二极管电桥将产生的交流电压整流成直流电压，并且将直流电压暂时存储在 2.2μF 的电容器中。电容器不仅存储已收集的能量，而且将直流电压升高到 8V 并把直流电压平滑成恒定电压。通过 MAX666 线性稳压器调节电容器中未稳压的直流电压，则 MAX666 稳压的输出电压 3.3V 常常用于运行 HT-12E 的编码器，从而通过 RF 发射机传输 12 位的地址或数据信息。整个压电按钮发射机系统安装在一个面积为 $25cm^2$ 的印制电路板（PCB）上，其组装原型[113]如图 4.8 所示。

图 4.8 中列出了该系统的关键组成部分。这些组件包括压电按钮点火器、全波整流二极管电桥、2.2μF 存储电容器、MAX666 线性稳压器、HT-12E 型 12 位的地址/数据编码器以及运行在 433MHz 的 RF 发射机。这些组件其中也包括了一个新加坡 50 分的硬币用于相对大小的比较。比较压电按钮发射机系统和图 4.8 所示的硬币之间的尺寸，从而实现系统微型设计的要求。此外，整个系统很轻，重约 12g。考虑电路设计中的所有组件，组装的总成本小于新加坡元 35.00 元，则满足制造成本低的要求。因此，压电按钮发射机系统的体积小、重量轻以及成本低的特点使得它适用于像无线远程控制器这样的许多应用领域。

4.1.3　实验结果

使用几个实验测试评估压电按钮点火器系统的性能。由压电按钮点火器系统

产生的开环交流电压输入全波整流二极管电桥并将其变换成直流电压，然后存储在电容器中，如图 4.9 所示。在二极管电桥整流器输出端的直流电压波形如图 4.10 所示。参照图 4.10，可以看出直流电压的峰值大约是 600V。图 4.10 中的下半部波形是全波二极管整流器的输出直流电压缩放视图。

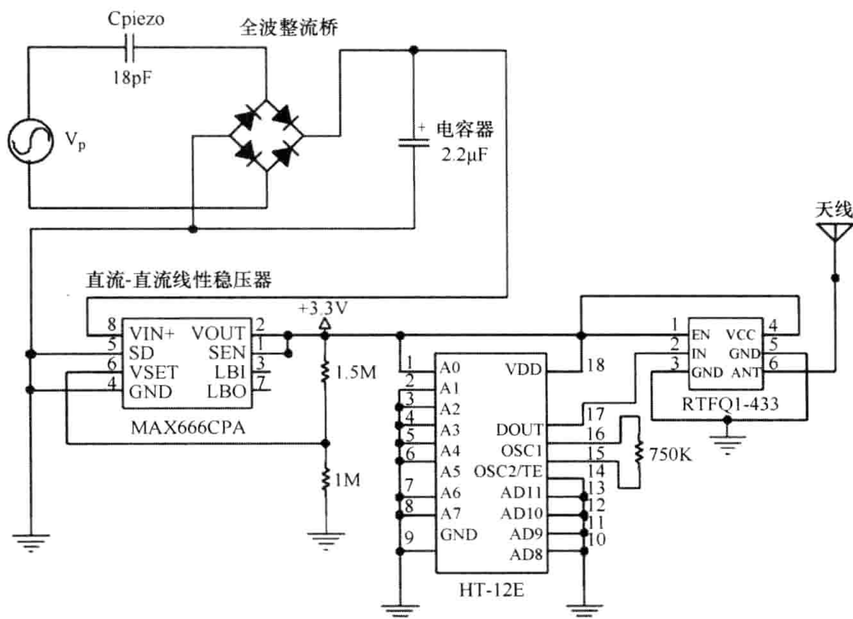


图 4.7　压电能量收集电路示意图

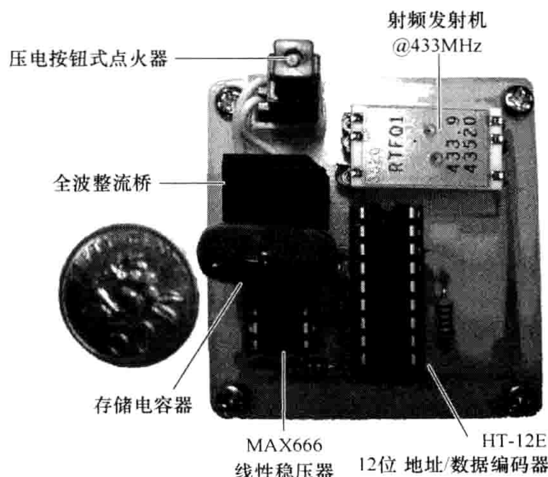


图 4.8　组装原型的关键组件图

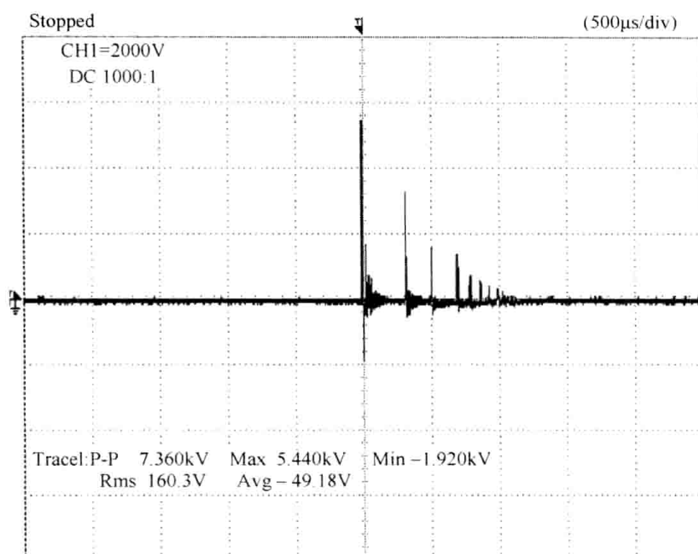


图 4.9　压电按钮点火器的开路电压

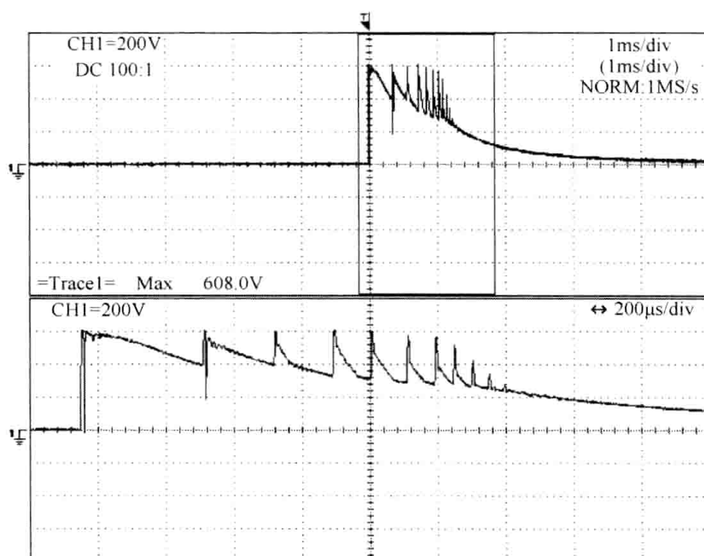


图 4.10　全波二极管桥式整流器的输出直流电压

在图 4.10 中可以观察到锯齿波形是压电按钮点火器的交流电压脉冲整流。在交流-直流整流之后，由并联的 2.2μF 电容器过滤未调节的直流电压，并对直流电压提供一些平滑效果以及存储所收集的能量。电容器和线性稳压器的输出波

形如图 4.11 所示，其中信道 1 是经过电容器的直流电压，信道 2 是从线性稳压器输出的稳定电压。

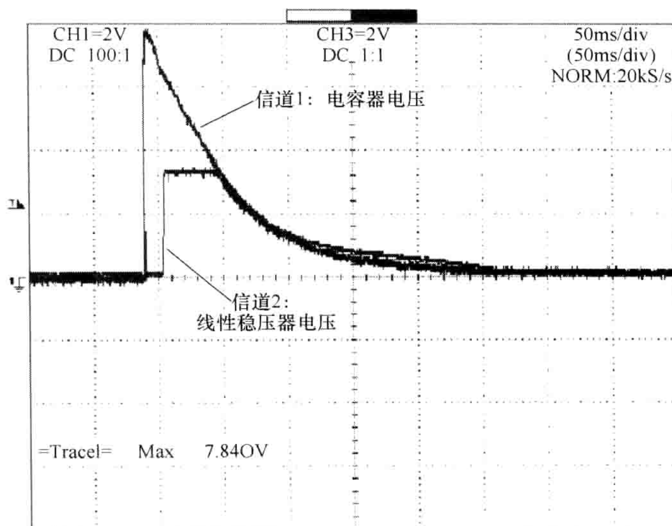


图 4.11 电容器与线性稳压器的输出电压波形

从图 4.11 中可以看出，积累在电容器两端的最大电压是 7.84V，而且电容器在 300ms 内完全放电。使用公式

$$E_{\mathrm{cap}}=\frac{1}{2}CV_{\mathrm{cap}}^{2} \tag{4.8}$$

在压电按钮按下之后，收集的电能是 67.61μJ。至于线性稳压器，其稳压后的输出直流电压是 3.3V，在该直流电压降为 0 之前约 50ms 时间内电容器放电率一直保持不变。因此，面临的挑战是在 3.3V 稳压直流电压的 50ms 时间里，HT-12E 编码器通过无线发射机必须传输 12 位地址/数据信息。如前所述，通过压电脉冲发生器的驱动，所收集的能量只有当短脉冲时才会发生。因此，当评估能量收集电路设计的性能时，需要仔细检查放电型电容器和直流线性稳压器以及传输的 12 位地址/数据信息的电压波形。

从能量收集电路设计中所获得的结果如图 4.12 所示，图中信道 1 表示存储电容器的放电波形，信道 2 显示线性稳压器输出直流电压 3.3V 的信号波形，信道 3 表示由 HT-12E 编码器通过无线发射机传输的 12 位地址/数据信息。基于射频单元的运行和待机模式计算出射频单元累积的能量消耗。传输 1 个数据字需要的总延迟时间是 20ms；在整个传输过程中，激活时间是 10ms，而待机时间是 20ms。在运行射频单元和待机模式期间，由发射机引起的电流分别是 8mA 和 0.1μA。因此，传输和待机模式所需要的功率峰值分别是 2.64mW 和 0.33μW，

则传输 1 个数据字所需要的最大能量是 264μJ。已知收集的电能是 67.61μJ，按一次压电按钮点火器可以传输大约 2.5 个数据字，则计算出传输 1 个数据字所需的电能是 26.4μJ。图 4.12 可以验证这个结论。如图 4.12 所示，线性稳压器的直流电压 3.3V 足以传输至少两个完整的 12 位信息。因此，压电按钮能量收集电路能够在恒定直流电压 3.3V 的条件下产生足够的能量用于传输两个完整的信息。

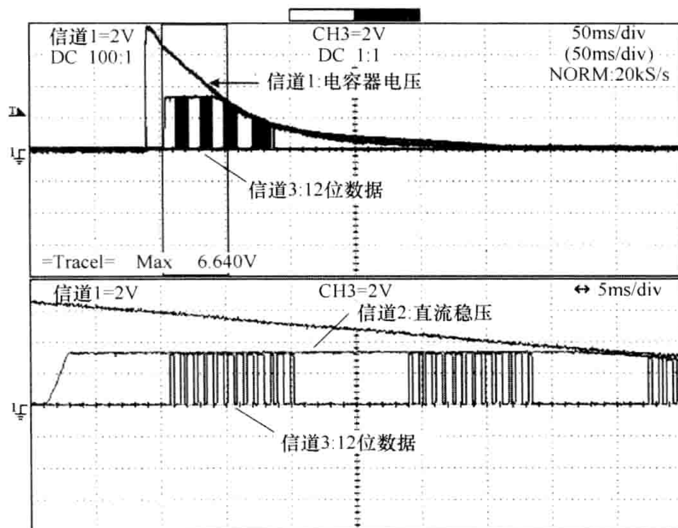


图 4.12　电容器放电、3.3V 直流稳压和发送的 12 位地址/数据发送的输出波形

4.1.4　本节小结

由于压电按钮点火器能够便捷地从人类机械力中收集能量，所以基于冲击力的 VEH 研究侧重于使用压电按钮点火器作为能量收集器，为无线射频发射机提出并高效地实施了一种压电按钮发电机的能量收集电路。当 15N 的机械力按下按钮并接通能量收集电路时，所收集的能量可以使得这种自供电的无线发射机传输 12 位的数据字信息。实验结果表明当按下压电按钮时，收集的能量是 67.61μJ，这些能量通过 RF 发射机单元足以传输至少两个完整的 12 位数据字，其中传输一个数据字消耗的能量是 26.4μJ。因此，本项研究已经成功地验证了完全自主压电按钮式 RF 发射机的可行性，并在尺寸、重量和成本上优化了其性能。

4.2 使用预应力压电隔膜材料的基于冲击力的 VEH

综合布线一直是应用中的难题，例如设计房子里的照明系统，需要在灯泡和灯具到墙壁的开关之间引入电缆。入墙式布线的必要性往往导致房主的成本增大。随着时间的推移，电缆出现故障也可能产生重新布线的不良影响。除此之外，为机载的无线通信和电子控制器供电的常规方法通常是碱性电池或可充电电池。在远程控制器中使用市场上销售的这些电池其主要的缺点是能量供应有限。远程控制器每次运行时会耗尽内部电池的能源，直到一段时间后控制器不再发挥作用。因此，为了对用户不产生任何干扰，必须定期对控制器进行保养。为了解决这个问题，4.1 节已经使用压电按钮点火器的基于冲击力的 VEH。从人类活动中收集机械能量以维持远程控制器的运行是一种简单又可行的解决方案。每当有人按下按钮机制时，内部锤子撞击由一堆压电陶瓷层组成的压电材料产生高强度的冲击力，以此产生电能。然而，由 Kim 等人[114]提到，在这种高强度的压力循环下，压电按钮点火器的压电材料层可能发生界面断裂或扭曲，这样就大大缩短了压电按钮点火器的使用寿命。此外，压电按钮点火器具有两个缺点：①释放按钮机制的锤子时要求较高的输入机械力；②由于压电材料层的结构，分别产生千伏数量级的高输出电压和微安数量级的低输出电流。正因为如此，使得功率管理电路的设计和实施变得非常复杂。

为了克服压电按钮点火器系统这些相关的缺点，已经探讨了另外一种类型的基于冲击力的 31 模式压电发电机，该发电机从人类按下的冲击力中收集能量并在机械非共振模式下运行。在参考文献［104-106］中描述了几种基于冲击力的压电发电机类型，也有一些公司如照明开关（LightningSwitch）[115]将这种压电技术应用到商业产品中，比如压电控制开关。具有能量收集能力的自主式供电的无线控制开关有两种显著的优点：①定位灵活性，在射频通信区域内的电子供电设备可以定位部署区域的任何位置；②减少人力以及开关和设备之间铺设的电缆材料成本。一套基本的照明开关由一个发射机和一个接收机组成，如图 4.13 所示。在发射机内部（见图 4.14），照明开关采用一种独特的组装悬臂型设计用于安装并刺激压电换能器材料，从而收集由人类按下开关时产生的振动能量。

参照图 4.14，当用户按下具有能量收集功能的市售开关，所收集的冲击力不能直接地作用于能量收集材料上（例如压电 PZT 材料），而是通过内建的机械悬臂结构从人类压力点传输冲击力以此间接地激活材料。定制设计的机械结构将施加的机械力转换到压电悬臂换能器材料的边缘。由于作用在压电材料上的机械力使得该材料一直处于弯曲状态直到释放机械结构的压电材料，以此产生机械振动。然后使用悬臂式压电材料将振动能量转化为电能。在照明开关的设计中，从

人类按下的机械力到所收集能量的整个能量转换过程包括许多不同的阶段。在这些转换阶段中，由于每个阶段能量转换效率下降，则使得所收集的某些能量丢失。此外，在照明开关的产品中使用独特组装的悬臂设计，而悬臂利用异常复杂的机械结构所设计，因而增加了照明开关的开发和制造的成本。

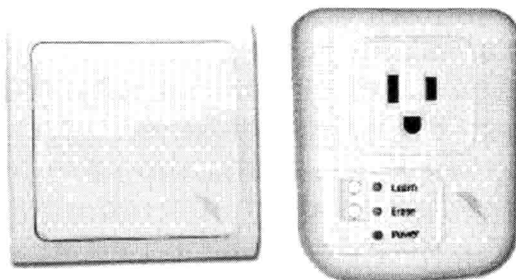


图 4.13　一套基本的照明开关［一个发射机（左）和一个接收机（右）］

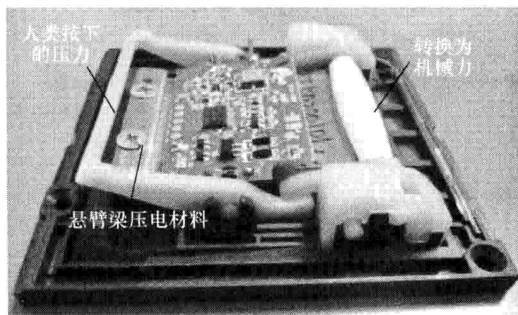


图 4.14　照明开关发射机的内部设计

市面上销售的产品和研发的原型采用一种复杂的能量收集机制以刺激 31 模式压电发电机，而与市售的产品不同，本项研究提出了一种相对较新的概念，即从人类按下预应力压电板材料中收集能量以此为 RF 发射机和其功率管理电路提供电能，从而以无线的方式控制电子设备的开/关，如电灯、风扇等。这项研究的主要目的在于使用简单且成本较低的能量收集技术实现自主供电开关的能量供给。这个目的通过除去能量收集机制的多余部分来实现。

4.2.1　预应力压电隔膜材料的综述

在本项研究中使用的基于冲击力的能量收集机制是一种由 Face 国际公司基于单层压电驱动器和传感器（THin layer UNimorph ferroelectric DrivER and sensor，THUNDER）技术生产制造的预应力压电隔膜材料，这种 THUNDER 技术最初是

NASA 和 RAINBOW 联合开发的设计成果[116]。预应力压电隔膜材料以 31 模式耦合极化，它最开始是弯曲的弧状的矩形，当机械力作用在弧形顶部时其伸长，如图 4.15 所示。这种伸长导致活性材料的应变以此产生电压。该设备简单地支持并只允许其在横向方向运动。

随着输入机械力施加在具有弯曲结构弧形压电条的几何中心上，压电材料沿着轴 1 产生合成的张力，沿着轴 3 收集和极化电压，如图 4.15 所示。压电点火器运行在并行压缩模式或者 33 模式上，而与压电点火器不同的是，这种转换机制在机械力较低的环境中也能使得压电换能器的转换效率最大，其中压电换能器的功能是将机械能转换为电能。本项研究的创新部分是预应力压电材料作为能量收集材料（它的独特性在于当材料被按下时，材料发生变形并产生电能）和开关（它的预应力构造当材料中心被按下时会产生反弹响应）的固有特性和结构。

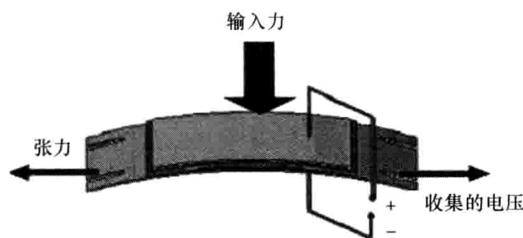


图 4.15 预应力压电隔膜材料 TH7R 的示意图

参考图 4.16，THUNDER 压电设备由压电陶瓷层、PZT 以及金属衬层构成，并将这些设备用聚酰亚胺胶粘剂粘在一起，正如 Bryant[117] 所描述。一些研究者已经调查了这种类型的设备，而且大量的文献集中研究其驱动和制造的细节。然而，很少有研究人员研究这些设备作为能量转换机制的潜力[118]。作为一种能量收集设备，可供选择的文献很少：Ramsay 等人[54] 证明在生物-微电机械系统（bio-MEMS）应用中利用该设备产生电能的可行性；Mossi 等人[119] 比较了设备的驱动和能量收集的不同配置；Shenck 等人[46] 将这种设备安装在鞋中用来收集能量；Danak 等人[120] 研究用不同的方式优化最初弯曲的 PZT 单晶片能量收集器的设计。建立一种数学模型以预测设备的输出功率，从这种模型中，建立产生的电荷和初始弧形高度之间的关系、基板厚度、PZT 厚度以及基板的刚度。

市面上销售的 THUNDER 换能器都具有各种尺寸和机械力位移的特性，而每个换能器具有完全不同的机电特性。根据 Danak 等人[120] 的研究，由平面型压电换能器在 31 模式弯曲励磁下产生的能量与材料的体积和引发的垂直位移量成比例。因此，当人类的压力受材料的尺寸、舒适度以及垂直位移量的限制时，选择适当的换能器使得 PZT 压电陶瓷的体积最大化。所以，选择 TH7R 压电设备以及其技术规范见表 4.1。

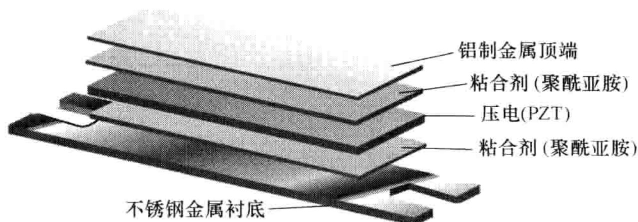


图 4.16　THUNDER TH7R 的构造

表 4.1　TH7R 压电设备的技术规范

TH7R 压电设备的尺寸和物理性能		
重量	g	18
尺寸	mm	95.3 ×73.4 ×0.53
PZT 厚度	mm	0.25
静态电容	nF	166
电压最大值	V	300
垂直位移	mm	9.55

4.2.2　THUNDER 锆钛酸铅双单晶片的特性和性能

THUNDER 压电材料的独特预应力特性和凸形结构可以作为一种“按下并释放”的天然的机械开关。在允许换能器以相反方向返回其平衡位置之前，这种天然的压电材料“按下并释放”过程由换能器从平衡位置到达最大位移处（压力）的位移构成，如图 4.17 所示。这种位移方向的改变，即应力方向的变化导致压电材料输出端产生极性相反的交流电压。从图 4.17 中可以看出，基于冲击力的能量收集过程可以用以下过程描述：最初，将零电压状态标记成 1，即没有应力作用在压电材料上，所以从图 4.18 可以看出压电材料中没有产生电压；一旦应力作用在材料上，即在图 4.17 中正电压状态标记为 2，材料由弧形变平直，从图 4.18 中读出材料两端产生的电压值是 110V。压电材料上累积的能量可用于功率管理电路收集能量和为 RF 发射机负载供电。类似地，一旦释放材料，在图 4.17 中负电压状态标记为 3，材料反弹回初始预应力状态，而材料两端产生 110V 的整流电压，而且存储在材料中的能量用于收集能量。

本项研究利用压电材料的天然反弹特性和发电能力从而简化能量收集机制的结构。通过这样，不再需要任何附加的机械结构，如图 4.14 所示的闪电开关将人类按下的机械力转化为电能。本项研究对于市场上销售的商业产品而言具有很大潜在的优势。由于无需额外的能量转换机制，则基于冲击的能量收集机制使用

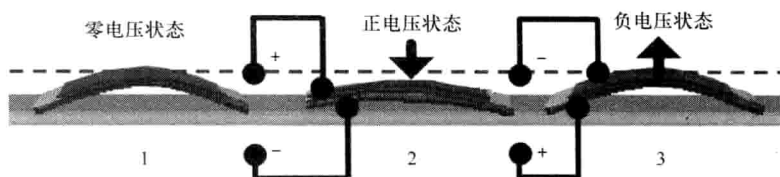


图 4.17 预应力压电隔膜材料的应力循环

预应力压电隔膜材料降低了开关的制造成本，比复杂的闪电开关设计的成本低很多。总之，这项研究采用无电池的无线控制开关和预应力压电隔膜材料，实施复杂度降低，由于机械部件较少且不易磨损，与市场上类似产品相比，该材料节约更多的成本。

为了确定预应力压电隔膜材料的特性，由一个人的拇指按下提供不同的输入力：强（约为 10N）、正常（约为 5N）和弱（约为 1N），并将该力作用在压电材料上。对于每个施加的输入力而言，通过二极管桥式整流器将压电材料的输出交流电压 V_{ac} 整流成直流电压 V_{dc}，针对各种负载电阻 R_{load}，以此计算出所收集的等效电能。在这种情况下，二极管电桥两端的电压降远远低于交流电压 V_{ac}，因此忽略二极管的电压降是合理的。因为压电材料产生的电压随时间而变，如图 4.18 所示，基于下式可以计算出所收集的电能 $E_{harvested}$：

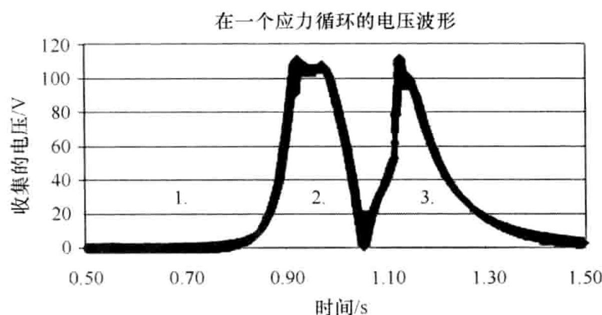


图 4.18 预应力压电隔膜材料应力循环的电压波形

$$E_{harvested} = \int \frac{|V(t)|^2}{R_{load}} dt \tag{4.9}$$

式中 $V(t)$ ——产生电压波形的瞬时电压。

为了解决积分问题，使用 Microsoft Excel 软件将示波器的读数提取到一个 ASCII 文件中并对其进行分析。图 4.19 证明了使用第一阶近似方法在 $V(t)$ 积分的基础上估计 $E_{harvested}$。

参照图 4.19，由于示波器的读数是离散的测量值，将 $V(t)$ 的积分近似估计成加入所有测量点的一条直线，则导致许多等宽的梯形并且对每个梯形的面积进

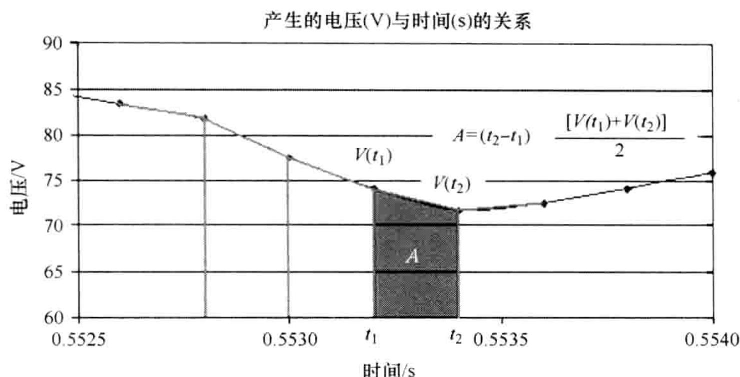


图 4.19　使用第一阶近似方法估计积分

行相加。因此，$V(t)$ 的积分可以计算如下：

$$\int |V(t)|\mathrm{d}t = \sum \frac{1}{2}(t_{x+1} - t_x)[V(t_{x+1}) + V(t_x)] \tag{4.10}$$

然而，估计的准确度取决于采样频率。示波器的平均采样频率是 5kHz，则每个时间间隔是 0.2ms，这个时间间隔相对于 $V(t)$ 积分的近似以及估计所收集的能量 $E_{\text{harvested}}$ 而言是足够准确的。基于式（4.9）和式（4.10），当人的拇指提供不同的输入压力作用在具有内部电容值 $C_{\text{piezo}} = 164\text{nF}$ 的压电材料上时，所收集的最大能量被列在表 4.2 中。

表 4.2　在不同输入力的条件下收集的可用能量最大值

输入力/N	峰值电压/V	时间长度/s	收集的能量/mJ
轻/1	73.3	1.112	0.88
正常/5	86.7	0.846	1.23
重/10	112.5	0.721	2.08

除了确定最佳负载条件，还必须研究使得压电材料传输和存储在外部电容器的能量达到最大值的电容器最佳电容值。在这个实验测试中，与压电材料的输出终端连接的负载是一个电容器，其中电容值的范围是 150nF ~ 33μF。该实验对压电材料的性能进行研究，包括不同的电容值对应的峰值电压和所收集的能量，实验结果如图 4.20 和图 4.21 所示。

从图 4.20 中可以观察到，电容器两端产生的峰值电压随着外部电容器的电容值而下降。基于电荷保持不变原则 $Q = CV$，电荷量保持不变时，电容器两端的电压随着电容值的增加而下降，这就是电容器的钳位电压效应。类似地，从图 4.21 中可以看出存储在电容器的电能随电容值的增加而减少。根据 Shenck[101] 的相关研究，如果压电材料源电容值与负载电容值之间的阻抗不匹配，

则能量传输过程中必然存在能量损失。因此，从固定电容值（源电容）到不断增加的电容之间的能量传递将会导致更大的不匹配和更高的能量损失。在各种不同的电容值之间，3.3μF 电容器的最大存储能量是 1.1mJ，而它产生的电压大约是 85V。然而较高的输出电压是功率管理电路设计的一个巨大挑战，因此为了满足无线负载的能量要求，在所收集的能量与产生的电压之间进行良好的折衷就显得很有必要。

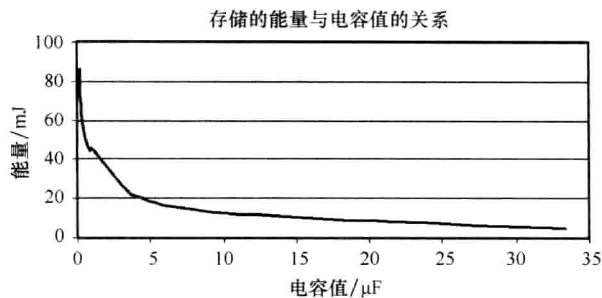


图 4.20　不同电容值对应的输出峰值电压

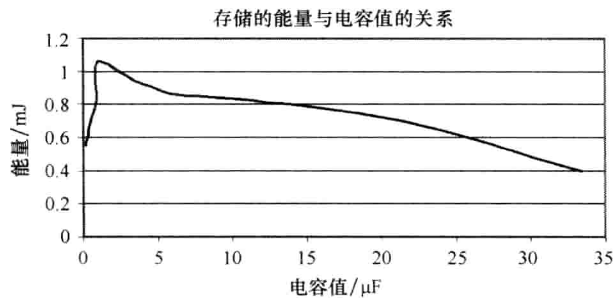


图 4.21　不同电容值对应的所收集能量

4.2.3　功率管理电路

为了确定功率管理电路的技术规范，必须明确 RF 发射机的功率要求。因为压电换能器为发射机负载供电，所以发射机功率要求就显得更为重要。由于输入电压和电流根据输出范围和数据速率的不同而不同，因此有必要确定输入电压和传输范围，以及相应的输入电流之间的关系。用一个实验研究这种关系，见表 4.3。

表 4.3　RF 发射机负载的功率损耗

V_{cc}/V	I_{cc}/mA	最小发送时间/ms	范围/m	功率/mW	能量/mJ
1.5	0.280	105	0.0	0.42	0.044
1.6	0.365	95	6.5	0.58	0.055

（续）

V_{ee}/V	I_{cc}/mA	最小发送时间/ms	范围/m	功率/mW	能量/mJ
2.0	0.450	84	—	0.90	0.076
2.4	0.580	73	10.0	1.39	0.102
2.8	0.710	60	—	1.99	0.119
3.6	0.975	57	15.5	3.51	0.200
4.0	1.120	55	—	4.48	0.246
4.4	1.210	53	18.5	5.32	0.282
5.0	1.410	50	20.0	7.05	0.353
6.0	1.740	48	—	10.44	0.501
7.0	2.060	45	24.0	14.42	0.649

因为无线控制开关是专门为室内条件而设计的，RF 发射机的通信范围被设置为 20m 左右，因此从表 4.3 中可以读出负载的功率消耗是 5V 和 1.41mA，发送三个 13 位信号的持续时间是 50ms。除了获得 RF 发射机负载的功率要求，还必须确定在总能量要求的条件下一次成功发送所持续的时间。因此，电容器所存储的能量必须大约是 0.35mJ，即电压为 5V 以上，持续时间至少是 55ms。参照图 4.20 和图 4.21，其中 10μF 的电容器是这些规范中最合适的电容值，因为它具有 12V 的峰值电压，并且完全充电时能够存储 0.83mJ 的能量。则能量收集系统的操作原理描述如下：每当按下开关时机械力作用在预应力压电材料上，则一些机械能转换为电能。为 RF 发射机供电所存储的能量通过功率管理电路释放之前，一次按下所收集的电能存储在能量存储设备中直到达到预先设定的阈值为止。与电器相连的 RF 接收机接收发送的信号以及通过控制其能量供应从而切换电器的打开/关闭按钮。图 4.22 显示了基于冲击力的能量收集系统和其功率管理电路。

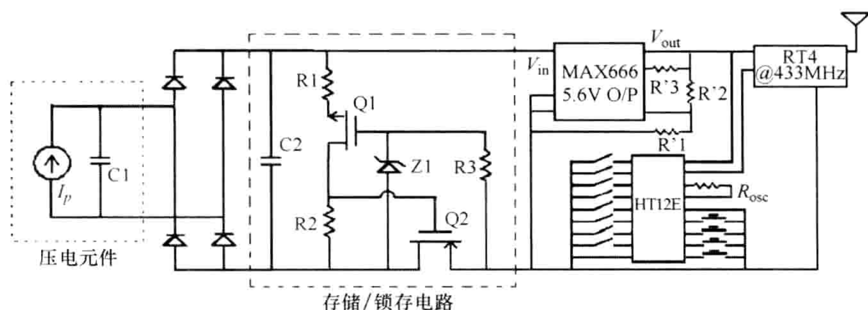


图 4.22　基于冲击力的能量收集系统示意图

参照图 4.22，对该电路的操作进行说明。压电换能器产生的电荷首先转移到电容器 C2 上，由 N 极金属氧化物-半导体场效应晶体管（NMOSFET）NMOS Q2 隔离稳压器和 RF 发射机（负载），以此切断从电源接地与负载接地。齐纳二极管 Z1 与 PMOSFET（PMOS）Q1 断开直到电容器 C1 两端的电压超过其反向击穿电压和阈值电压之和。一旦 Q1 开启，R2 的电压超过 Q2 的阈值电压且导通 NMOS Q2，而 R2 两端的电压由 R1 和 R2 组成的分压器进行调节。因此，电源接地线和负载接地线相连，C2 开始为稳压器和 RF 发射机放电。当 C2 两端的电压下降到低于齐纳二极管的击穿电压时，R3 充当锁存器以确保 PMOS Q1 保持导通状态，而 NMOS Q2 正相反。这是因为一旦源和负载接地连接，经过 R3 两端的电流维持其电压处于 PMOS Q1 的阈值电压，并锁存稳压器到电容器的连接。一旦电容器 C2 两端的电压下降到 R2 的电压，且低于 Q2 的阈值电压，则电容器 C2 停止放电。放电持续的时间至少是成功发送三个射频信号的时间，因此射频接收机可以确认发送信号和控制电子设备的开/关。

4.2.4　实验结果

为了证明使用预应力压电隔膜材料的基于冲击力的能量收集系统的可行性，采用无电池无线控制开关的硬件原型[121]进行实验测试，如图 4.23 所示。



图 4.23　使用预应力压电隔膜材料的无电池无线控制开关的原型

确定如图 4.22 所示的基于冲击力的能量收集系统原理图的元件值，有如下考虑：第一个元件是决定电容器 C2。正如前面分析，选择 10μF 的电容器是因为

它具有大约 12V 的峰值电压；它也有一个合适的放电时间常数并且为无线传输存储足够的能量（约为 0.836mJ）。选择互补型 MOSFET（NMOS 和 PMOS）是因为它具有很低的阈值电压（1.0V）且可以作为单一元件方便地部署。因此，选择具有反向击穿电压 11.0V（12－1V）的齐纳二极管，它能够确保电容器为稳压器放电之前，电容器充电达到至少为 12V。然而如果作用在换能器上的压力太小且电容器的最大电压未能达到 12V，也会产生一个较高的击穿电压，则没有能量提供给 RF 发射机。R1、R2 和 R3 应尽可能大，使得流过它们的电流最小并且电阻损耗最小。正如前面提到的，R2/(R1 + R2) > V_{GS}/V_{reg}，其中 V_{reg} 是 5.0V、R1 = 10MΩ、R2 = 5MΩ 以及 R3 = 10MΩ。

图 4.24 所示的实验结果说明了功率管理电路设计的成果。从图 4.24 上可以看出功率管理电路的存储电容器和稳压器两端测量得出的电压波形。在一次压力周期内：①随着人类手指按下材料，所收集的能量存储在电容器中，因为电源和负载断开，所以存储的能量不能释放给负载，电容器的电压增加大约是 7V；②随着人类手指按下，能量再次收集并存储在电容器中。电容器的电压继续增加直到 13V，远远大于预先设定的电压水平，这时电容器为负载释放能量。一旦电源和负载相连接能量供给负载，其中负载的输出电压通过稳压器调节为图 2.24 所示的电压。

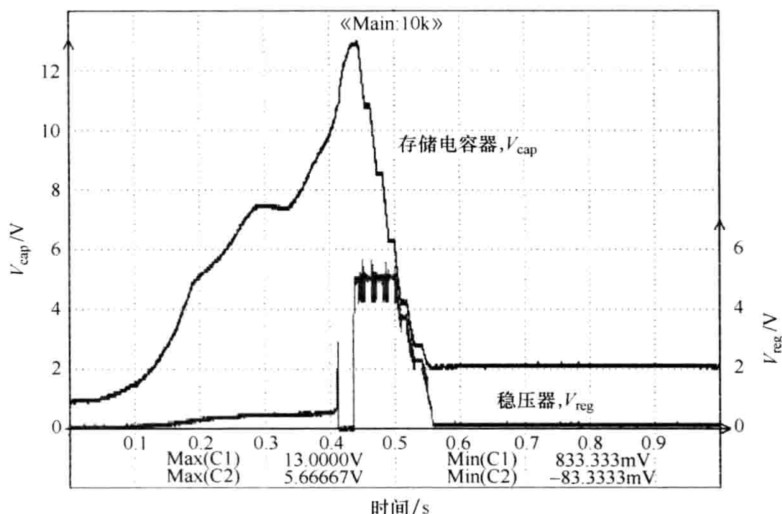


图 4.24　存储电容器和稳压器两端的电压波形

接收机单元的电路设计如图 4.25 所示。该电路基本上由一个 RF 接收机电路和一个 JK 触发器组成。JK 触发器通过将输入端连接在一起而用于实现最简单的切换设计。555 定时器充当定时设备。译码器具有信号 VT，当接收到来自 RF 发射机的信号时，VT 信号在很短的持续时间内变得很高。VT 信号基本上是一个

具有大约宽度为0.11s的方波脉冲。因此，为了确保JK触发器在时钟上升沿触发，当信号VT发送一个脉冲时，则定时器的频率设置为9Hz。从图4.26中可以观察到时钟周期波形和信号VT方形脉冲，其中占空比设置为0.5，从而使得对于每个周期上升沿是相等的，而定时器与频率有关，由（R1+2R2）=1.44/（f C1）得出f=1/0.11，其中选择R1=1kΩ、R2=80kΩ、C1=10μF以及C2=10nF。因为RF发射机工作在433MHz处，则振荡器电阻（R_{OSC}）固定为82kΩ。JK触发器的输出端与一个继电器相连从而控制电子设备的开/关。

图4.25　RF接收机电路的示意图

图4.26　VT电压波形和555定时器产生的时钟周期

参照图 4.25，从图中可以看出 D8 译码器中添加了与门。这意味着如果 RF 发射机发送一个相应“高”的数据位，则该数据位可以切换这个电路。因此，该电路被认为是第一个数据位“已切换”，运用相同的逻辑，多达四个接收机每个切换成其他四个构建的各自数据位。如此，一个单独的 RF 发射机就能控制多达四个不同的电子设备。此外，特别是当它涉及组合设备，例如在一个单间中安装一组四盏灯，这种设计节省了一个开关控制一个设备的购买成本，这也减少了必须找到每个特定设备的各自开关以及为四个开关分配空间的麻烦。

4.2.5 本节小结

在这项基于冲击力的能量收集研究中，提出了使用预应力压电隔膜材料的无电池无线控制开关应用在仓库、商业大楼等，这种开关的使用减少了包括材料和劳动力高额的费用以及大大降低了从控制开关到电子设备信号电缆的布线成本。此外，无线控制开关无需维护。自供电的无线控制开关也非常适用于那些位于远程位置的电子设备，这些远程位置通常是指人为访问太难或者很危险的地方，这种开关也适合于同时控制多个电子设备的应用。与压电点火器系统不同，预应力压电隔膜材料在机械力较低且输出电压相对较小的环境中更有效。由于压电材料的电功率吞吐量低于功率的要求，因此需要实施能量存储和供电电路。通过这样做，0.83mJ 的能量首先存储在电容器中，等达到预先设定 12V 的电压水平时，存储的能量通过具有 64% 效率的稳压器供给 RF 发射机负载。从获得的实验结果中得出，稳压器所收集的输出能量是 0.53mJ，这足以为无线传输距离为 20m 的负载提供电能。

第5章　混合能量收集系统

小型能量收集（EH）是一种快速发展的为无线传感器节点供电的解决方案[122-125]，然而EH本身具有固有的环境能源的间歇性问题。环境能源长期的不可用性使得传感器节点运行的可靠性大打折扣。为了提高传感器的可靠性，本章提出了混合能量收集（HEH）系统。HEH方法是指收集两种环境能源中的能量为无线传感器节点供电，而这两种能源中第二种环境能源在同样的环境中也可以作为第一种可利用的能源。通过如此，可以潜在地收集更多的能量，使得无线传感器节点能够实现更多的功率密集操作，如增加其传输速率或对外部传感器节点和外围设备的支持。

最近大量文献已经讨论了HEH的概念作为一种潜在的微能量供应解决方案，将能量最小化以此延长无线传感器节点的运行寿命[35,126-129]。研究者们考虑将不同小规模的EH能源结合的一些方法，这些方法可以分为四大类：

- 类型1：HEH在同一个平台上使用两种不同的机制。Tadesse等人[126]和Khaligh等人[127]提出了一种机械组合EH设备结构，即在同一平台上结合两种不同的EH机制用于收集相同振动能源的能量。由于电磁和压电EH机制的内部阻抗（Ω）与外部负载阻抗（MΩ）之间的匹配存在巨大的差异，这种差异显示将两种不同机制的输出功率相结合是困难的，因此要求不同的功率变换器单独处理所收集的功率。
- 类型2：HEH使用电子开关/多路复用器在两种能源之间进行切换。Guilar等人[128]和Lhermet等人[129]为了结合EH，提出使用电子开关/多路复用器切换两种能源。每当同时存在两种能源时，基于功率管理电路给定的优先权，只收集两种能源中其中一种典型的较高能源。因此，从两种能源中同时收集能量是不可能的。
- 类型3：HEH针对每个EH能源使用单独的能量转换器。根据Park等人[35]，每个能源具有自己的功率管理电路，因此允许从两种能源中同时收集能量。然而随着能量转换器数量的增多，这种机制变得更加复杂和笨重，而且具有更多的元件，则微功率EH能源在每个单独变换器控制电路中能量损耗显得尤为显著。
- 类型4：HEH通过并联/串联配置方式与能源直接相连。由于能源相互连接，则它们共享一个公共的电源管理电路。与类型2中所用的能源选择方法相比，这种机制允许从两种能源中同时收集能量。此外，只要求具有简

单且低功率的控制电路与基于电子的功率变换器，而不是每个专用能源具有类型 3 所述的能量转换器。然而，将不同能源结合时存在阻抗不匹配的问题，该问题是这种方法的巨大挑战。

在以上提到的四种 HEH 的方法中，本章不予采用类型 1 和类型 2 的 HEH 研究方法。其原因是类型 1 不具有从另一种能源中收集能量的优势。而对于类型 2，即使两种不同的能源都可用于收集能量，但 HEH 系统不具有同时从两种能源中收集能量的能力。因此，本章研究了两种类型的小规模 HEH 机制：①关于户外应用中的风能收集（WEH）和太阳能收集（SEH）机制的混合；②针对室内环境中室内环境灯和热能收集（TEH）的混合。

5.2 节说明了根据类型 3 结合两种能源的方法设计第一个 HEH 系统，在类型 3 方法中，要求每个 EH 能源具有自己独特的功率管理单元，以调节功率从能源传输到输出负载。然而在类型 4 的方法中情况并非如此，类型 4 的方法是后面 HEH 系统采用的方法，在 5.3 节中详细地介绍了这种方法。HEH 系统的提出，要求只有一个功率管理电路以适应太阳能和热能源中收集的输出组合能量。针对多个能源，通过避免使用不同的功率管理单元，以减少在 HEH 系统中使用的元件数，因此降低了系统的形状系数、成本以及功率损耗。在进行详细介绍两种 HEH 系统之前，首先研究 SEH 系统和两种 HEH 系统的共同点。

5.1　SEH 系统

在参考文献［130-132］中存在的几种数学模型描述光伏（PV）电池的运行，从简单的模型到更加复杂的模型解释了不同的反向饱和电流。在本章中将具有信号二极管（信号码元）的电子电路等效为 PV 模块，它由 n_s 个 PV 电池串联而成，如图 5.1 所示。

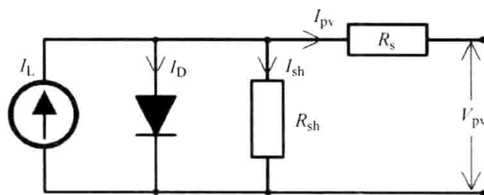


图 5.1　PV 模块的等效电路

假设并联电阻 R_{sh} 无穷大，如图 5.1 所示，PV 模块的电流-电压（I-V）特性与信号二极管可以用式（5.1）描述的四个参数模型描述[130]：

$$I_{pv} = I_L - I_o\left[\exp\left(\frac{V_{pv} + I_{pv}R_s}{n_s V_t}\right) - 1\right] \tag{5.1}$$

式中　I_L——光生电流（A）；

I_o——p-n 二极管的暗/反向饱和电流（1×10^{-9}A）；

R_s——PV 模块的串联电阻；

V_t——节点终端热电压（V）其值取决于电池的绝对温度，定义为

$$V_t = \frac{kT_c}{q} \tag{5.2}$$

式中 T_c——电池的绝对温度（K）；

k——波尔茨曼常数（1.3807×10^{-23}JK^{-1}）；

q——电子的电荷（1.6022×10^{-19}C）。

最终目标是确定 PV 模块收集的能量是否能够为无线传感器节点供电，因此关键是通过平衡 PV 模块中电流和电压之间的关系，达到评估 PV 模块的电功率吞吐量的效果。由于在几欧姆的串联电阻 R_s 上流过 PV 电流 I_{pv} 只有几微安，从式（5.1）中可以推出串联电阻两端的电压降 $V_{R_s} = I_{pv}R_s$ 远小于 PV 的输出电压 V_{pv}，因此在太阳能电池板的输出功率 $P_{pv}(V_{pv})$ 期间可以忽略式（5.1）中的 $I_{pv}R_s$，其表示如下：

$$\begin{aligned} P_{pv}(V_{pv}) &= V_{pv}I_{pv} = V_{pv}I_L - V_{pv}I_o\left[\exp\left(\frac{V_{pv}}{n_sV_t}\right) - 1\right] \\ &\approx V_{pv}I_{sc} - V_{pv}I_o\left[\exp\left(\frac{V_{pv}}{n_skT_c/q}\right)\right] \end{aligned} \tag{5.3}$$

注意，$\exp(V_{pv}/n_sV_t) \gg 1$ 且光生电流 $I_L \approx I_{sc}$[130]。式（5.3）表示的 PV 功率 P_{pv}（V_{pv}）是 PV 电压 V_{pv} 的函数，基于 PV 模块的技术特性和环境变量如光照强度和环境温度，可以估算出 PV 模块的功率。基于式（5.1）和式（5.3），太阳能电池板在特定太阳辐射照度和运行温度条件下的电流-电压（I-V）曲线和功率-电压（P-V）曲线绘制在图 5.2 中。

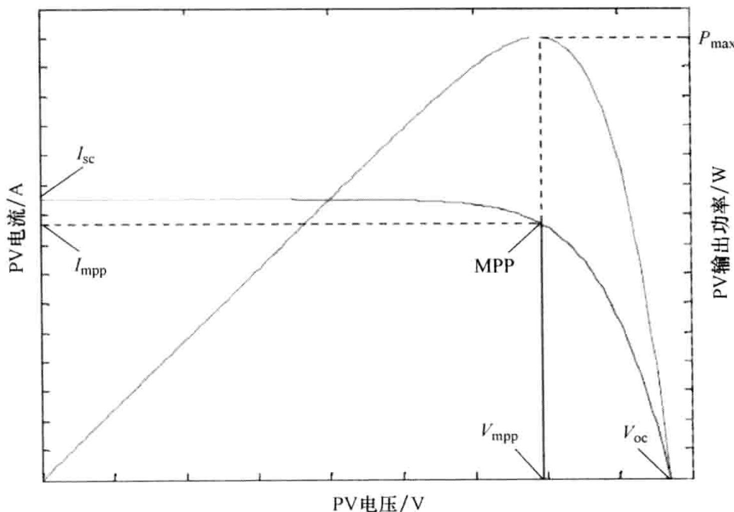


图 5.2 在光伏模块的 I-V 曲线和 P-V 曲线上的最大功率点

参照图5.2，PV模块在一定的辐射照度和环境温度条件下具有特定的运行电压和电流，产生的功率吞吐量最大值是P_{max}。PV模块最大功率点（MPP）与特定的运行电压V_{mppt}和电流I_{mppt}对应，如图5.2所示。参考文献［133，134］讨论了使得PV模块在其MPP处运行的不同最大功率点跟踪（MPPT）技术，这些MPPT技术包括扰动和观察（P&O）、增量电导（incCond）、恒定电压（CV）、分离开路电压（FOCV）以及其他等。

在MPPT技术中，P&O方法是广大研究者们最常用在大规模PV系统[74-87]中的方法之一。该方法是一种获取MPP的迭代方法。它测量PV的特性并扰乱PV模块的运行点，当$dP_{pv}/dV_{pv}=0$时运行点达到最大值点。Hussein等人[135]提出的IncCond方法是P&O的一种替代方法。这种IncCond方法基于PV功率P_{pv}关于电压V_{pv}的微分并将结果设置为零。当瞬时电导$G=I_{pv}/V_{pv}$等于其增量电导dP_{pv}/dV_{pv}时PV功率P_{pv}达到最大点。根据Esram等人[133]的研究，P&O和IncCond技术是最有效的MPPT技术，相比较而言所收集的能量也最多，这是因为这两种MPPT技术在任何太阳辐射照度条件下都具有准确跟踪PV模块MPP的能力。然而实施这些MPPT技术变得非常复杂且昂贵，它们要求使用耗能设备在每次迭代过程中计算，处理和跟踪想要得到的输出功率，如微控制器和一些传感电路。此外，PV模块的运行点在稳态下倾向于MPP附近振荡，因此浪费了一些所收集的能量[74]。

与此相反，CV技术是迄今为止最简单且容易实施的MPPT技术。通过匹配PV模块的运行电压V_{pv}与预先确定的参考电压，使得PV模块位于其MPP附近。其中选择的参考电压接近于MPPT电压V_{mppt}。然而根据Faranda等人[134]的研究，所提到的CV技术是效率最低的MPPT技术，这是因为MPPT电压往往随着太阳辐射照度和温度的不同而发生改变。因此，对于不同的运行条件，MPP出现的位置存在着较小的电压范围。直观地讲，CV技术只能得到一个近似的MPP。FOCV是CV技术的替代技术，也是一种简单又廉价的解决方案。它是基于PV模块在MPP上的电压$V_{mppt}=kV_{oc}$，而MPP电压与其开路电压V_{oc}近似成线性比例关系，线性比为k。在SHE过程中，打破PV系统的常规运行以测量PV模块的开路电压V_{oc}。通过断开从电子负载与在一定频率上运行的电子开关电路之间PV模块的连接达到这种目的。一旦获得开路电压，它与预先设定的系数k相乘，从而得出所测量的MPPT电压V_{mppt}。FOCV方法的缺点在于扫描整个控制范围时系统运行的中断会产生功率损耗。

为了克服这个缺点，由Brunelli等人[136]提出了一种领示（pilot）PV电池，这种领示电池应该具有与能量收集PV模块类似的特性从而获得PV模块的开路电压。因此，为了获得开路电压，不必断开PV模块与负载之间的连接。然而，这种方法的挑战在于领示电池作为一种能源很难与能量收集PV模块具有类似的

特性。简言之，每个 MPPT 技术具有自己的优缺点。因此，对于小规模的 EH 系统，关键在于选择一种恰当的 MPPT 技术，使得 EH 系统在不超载的情况下仍能实现 MPPT 的效果。

5.2　复合型太阳能和风能（S＋W）

为了用更好的方式理解 HEH 系统的功能和特性，图 5.3 描述了风力-太阳-供电的传感器节点的电路结构。这种 HEH 无线传感器节点由 WEH 和 SHE 子系统组成并以并联形式连接，因此从风能 P_{WEH} 或太阳能 P_{SEH} 所收集的电能可以用于能量存储设备的充电。

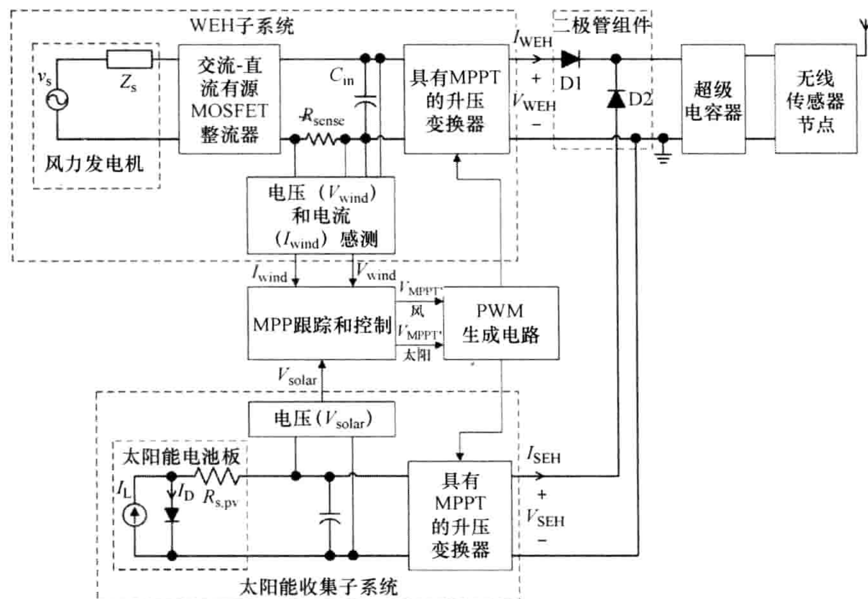


图 5.3　HEH 无线传感器节点的功能框图

Park 等人[35]讨论了一项类似 HEH 的研究，即 Ambi-Max 从两种能源中同时收集能量以维持传感器节点的运行。分配的每种能源为自己的超级电容器充电，然后将这些超级电容器存储的能量转移到锂电池中。虽然已经实现了同时从两种能源中收集能量的目标，但存在的缺点是与小型的无线传感器节点比较，Ambi-Max 的物理尺寸太大且十分笨重。

本章讨论使用一种能量存储设备同时从两种能源中收集能量用于充电，并且为满足安全应用的便携性和隐蔽性要求，研发了一种微型的 HEH 系统[138]。在常见的可再生能源中，太阳能和风能是室外环境中最丰富的能源，所以选择它们

用在 HEH 系统中。在夜间，太阳下山时风能是最主要的可利用能源。因此，可以看出风能和太阳能可以相互补充，所以它们是为部署在室外环境中的无线传感器供电的一对最理想的选择。然而风能和太阳能收集器的电气特性彼此不同，当直接结合这些能量收集器时，必然会产生它们之间内部阻抗不匹配的问题，而这个问题导致 EH 能源和电力负载之间的传输效率非常低。

为了克服这个问题，提出类型 3 的 HEH 机制，其中每种能源（例如风能和太阳能）都具有自己的可实现 MPPT 的功率管理电路，这样可以确保同时实现能量存储设备的充电和无线传感器节点的供电。本节其余的部分安排如下：5.2.1 节描述由 WEH 子系统产生电能；5.2.2 节详细叙述了高效的功率管理电路的设计，从而实现 SHE 子系统的 MPPT；5.2.3 节介绍 WEH 子系统和 SHE 子系统如何交叉形成 HEH 系统；在此之后，优化的 HEH 无线传感器节点原型的实验结果在 5.2.4 节中描述；5.2.5 节是对本节的小结。

5.2.1　WEH 子系统

将设计的 HEH 无线传感器节点部署在采样远程传感区域里，其中它的环境具有一年四季（即春、夏、秋、冬）。部署区域的环境条件中每个季节与其他季节有着明显的差别。例如，夏季有着充足的阳光却只有微风。相反，当冬季来临时，太阳光持续变短，而风力逐渐增强。根据全球太阳能地图和加拿大的风能图谱（如太阳能[139]和加拿大风能图谱[140]分别描述），可以观察到世界的北部的平均太阳光照时间和平均风速，如多伦多（加拿大）平均光照时间和平均风速分别是 1.0 太阳光照峰值和 4m/s。太阳光照峰值这一术语表示一年中每天可利用的太阳光照平均量。太阳光照的能量总值可以用每平方米的全日照小时（$1000\mathrm{W/m^2}$）或太阳光照峰值表示[139]。在每天 12h 的时间长度中，计算得出 1h 光照的平均太阳光照水平大约是 $80\mathrm{W/m^2}$。参考第 2 章中设计和研发的 WEH 系统，在平均风速为 4m/s 的条件下，从图 2.4 上可以读出由风力发电机在其最大点收集的电功率是 18mW。

基于 2.1.3.2 节描述的 WEH 系统功率分析，可以看出具有 MPPT 机制的 WEH 系统能够收集的电功率比其使用常规功率管理电路的 WEH 系统高四倍之多。虽然证明了改进的 WEH 系统可以提供更多的电功率，但是这种系统要求更大的能量存储设备用于存储所收集大量的能量。当风力未能及时提供能量时，该设备所存储的电能用于延长传感器节点的运行寿命。在本章中，除了依赖能量存储设备维持传感器节点运行外，探索并证明了另外的 EH 系统在同样的环境中与 WEH 系统一样也可以收集太阳能。SEH 系统附加的作用在于提高风能供电的无线传感器节点的可靠性等性能。

5.2.2 SEH 子系统

图 5.3 描述了 SEH 子系统。在 SEH 子系统中，将物理尺寸为 60mm × 60mm 的小型太阳能电池板充当能量收集器用于收集来自太阳光的太阳能。首先用实验确定太阳能电池板的特性，然后设计一个合适的功率管理电路，以确保从太阳能电池板到能量存储设备的最大功率流，最后是电力负载（即无线传感器节点）。

5.2.2.1 太阳能电池的特性

构建 SEH 子系统的实验装置用于仿真控制环境下实验室的太阳光。在室外环境中很难进行这样的实验，因为自然的太阳光往往随时间而波动。在太阳光照射期间无法控制光照强度。因此，用电灯光源仿真太阳光的光照强度和频谱，而电灯的频谱非常接近于太阳光的频谱。光源是一个 OSRAM 300W 的电灯泡，其具有类似太阳光的光照性能，并且已经广泛地应用到工业照明中[141]。为了不断改变仿真电灯的太阳光照，使用变压器控制灯泡的输入电功率。通过改变不同的太阳光辐射照度以及与太阳能电池板相连的不同负载阻抗，从实验中获得太阳能电池板的 *P-R* 和 *P-V* 曲线（分别见图 5.4 和图 5.5）。在整个太阳能电池板的特性处理过程中，由于太阳能电池板两端的气流恒定，所以太阳能电池板的温度保持恒定不变。

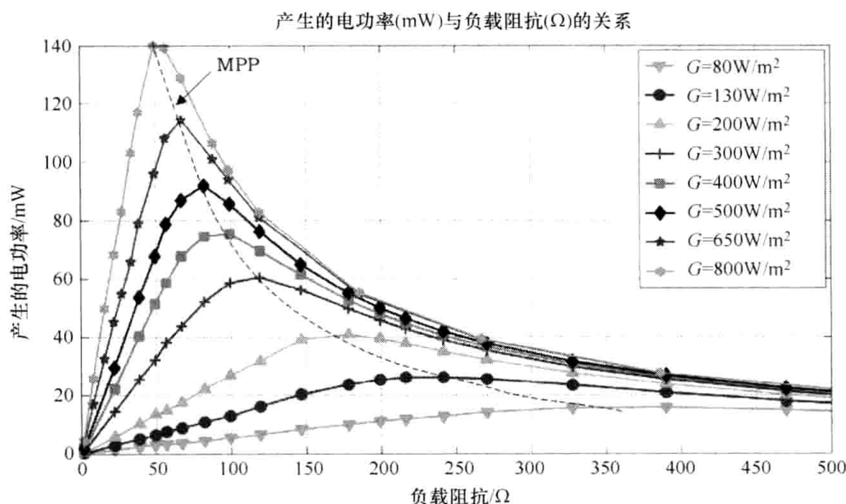


图 5.4　太阳能电池板在负载范围内的功率曲线

如图 5.4 所示的 *P-R* 曲线说明了太阳能电池板的源阻抗随着太阳光辐射照度的改变而不断变化。从图 5.4 可以看出随着电灯光照强度从 80W/m^2 增加到

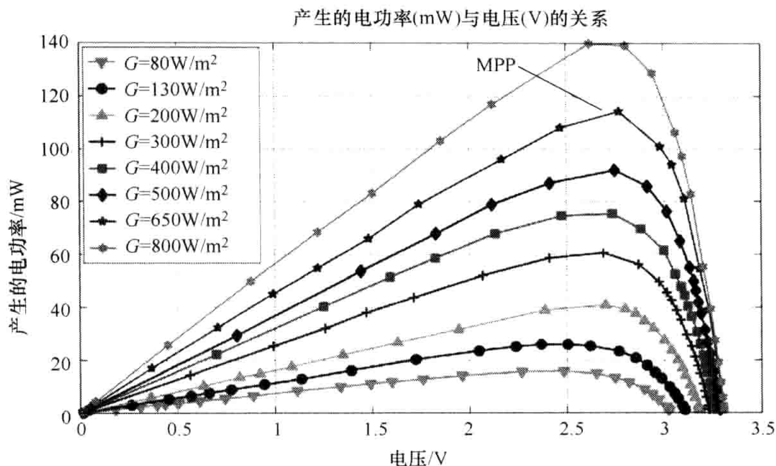


图 5.5　太阳能电池板在太阳辐射照度范围内针对不同的电压所收集的功率

800W/m^2，太阳能电池板的源阻抗从 350Ω 减少到 50Ω。这是由于太阳能电池板在较高的太阳光照时其产生较高的输出电流。分别比较图 2.4 所示风力发电机的 *P-R* 曲线和图 2.5 所示太阳能 *P-R* 曲线，可以清晰地看到它们的特性是完全不同的。与图 2.4 观察到的风力发电机的特性不同，在所有输入风力的情况下，图 2.4 中风力发电机的内部阻抗几乎相同，而太阳能电池板的内部阻抗随着光照强度的变化而不同。

相反地，从图 5.5 中可以观察到，对于不同的太阳光照，太阳能电池板的 MPPT 电压 V_{mppt}在所收集的 MPP 处电压变化范围很小，即 2.55～2.75V。当太阳光照强度从 80W/m^2 增加到 800W/m^2 时，太阳能电池板上所收集的最大电功率从 16mW 增加为 141mW。通过保持太阳能电池板上的运行电压接近于 V_{mppt}，可以实现太阳能电池板收集的最大电功率。除了复杂且耗能的 MPPT 技术[87-89]，比如 P&O 方法和 IncCond 方法，在 5.1 节讨论了几种简单且低功率的间接 MPPT 技术（例如，FOCV、额外领示太阳能电池的使用以及 CV），这些技术适用于小规模的 SEH 系统。然而，Dondi 等人[36]讨论了与 FOCV 和领示太阳能电池相关的一些问题。为了解决这些问题，SEH 子系统使用 CV 方法实现 MPPT。参照图 5.5，太阳能电池板的参考 MPPT 电压 $V_{mppt,ref}$设置为 2.58V。在 $V_{mppt,ref}$处，对于 80～800W/m^2 的各种不同的太阳光照，太阳能电池板上收集的所有能量接近于其 MPP。

5.2.2.2　升压变换器与基于恒压的 MPPT

为了优化 SEH 子系统的性能，设计了一种直流-直流升压变换器以实现基于所选择 CV 机制的 MPPT。在 SEH 子系统（见图 5.6）的功率管理电路中升压变

换器的主要功能如下：①增加太阳能电池板输出的较低直流电压 V_{solar}，为能量存储设备充电；②实现近似于 MPPT，使得达到功率传输的最大值。参照图 5.6，电压传感电路本质上是一个简单的电阻分压器，用于检测并将太阳能电池板的输出电压划分为两部分，而这两部分电压用于微处理器处理。电阻分压器电路中的功耗非常少，只有几十微瓦，相对于毫瓦数量级所收集的功率而言，这个功耗显得无关紧要。比较太阳能电池板终端获得的反馈电压信号 V_{fb} 与微处理器中的参考电压信号 $V_{mppt,ref}$，通过脉冲宽度调制（PWM）生成电路实现升压变换器的闭环 MPPT 控制。

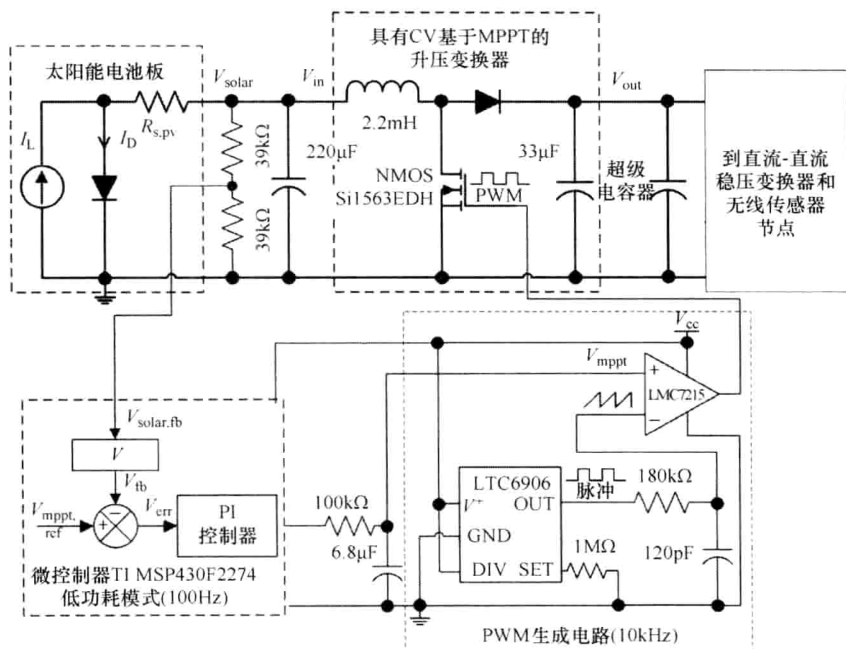


图 5.6　SEH 子系统的示意图

图 5.6 中 PWM 生成电路用于将低功率的微控制器产生的大约 100Hz 低频率的 PWM 控制信号转换为更高的 10kHz 的开关频率，在升压变换器中使用更小的过滤器元件使得整个 SEH 子系统小型化。超级电容器的能量存储水平取决于电容器的电压 V_{cap} 或者 V_{out}，通过调节升压变换器 PWM 阈值信号的占空比和更改太阳能电池板的输出电压 V_{solar}，使得 V_{solar} 尽可能接近于 MPPT 的参考电压 $V_{mppt,ref}$，当参考电压为 2.58V 时所收集到的功率接近于最大值，从而将最大功率传输给超级电容器。随着超级电容器能量水平的增加或减少，升压变换器的输出电压 V_{out} 与超级电容器的电压 V_{cap} 不断发生改变。然而在升压变换器的输入电压 V_{in} 处，该变换器的输出电压 V_{out} 相对于太阳能电池板 2.58V 的参考 MPPT 电压 $V_{mppt,ref}$ 是

固定不变的，因此为了确保太阳能电池板的最大收集功率接近于 MPPT，升压变换器的最佳占空比表示如下：

$$D = 1 - \frac{V_{out}}{V_{in}} \tag{5.4}$$

$$D_{opt} = 1 - \frac{V_{cap}}{V_{mppt,ref}} \tag{5.5}$$

为了验证恒定电压方法的概念从而实现小规模 SEH 的 MPPT，因此用一组实验对此进行验证。在实验过程中，针对不同太阳光照条件，测试了升压变换器电路的 MPPT 性能，实验结果如图 5.7 所示。

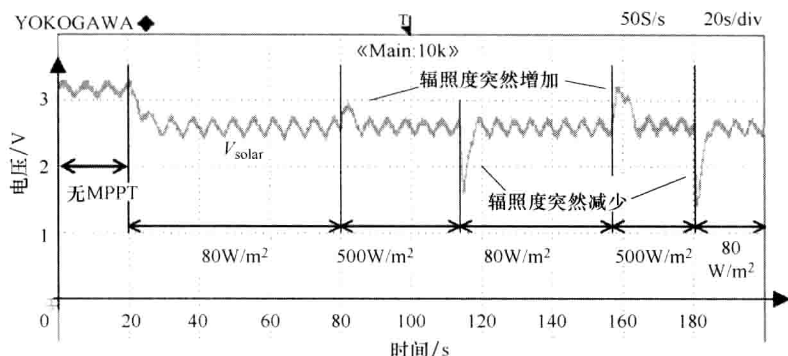


图 5.7　升压变换器与基于 CV 的 MPPT 在不同的太阳辐射照度条件下的性能

从图 5.7 中可以观察到，升压变换器在最初的 20s 不受控制而在其 MPP 上运行 SEH 子系统。之后，MPP 跟踪器利用闭环比例积分（PI）控制器根据式(5.4) 更改升压变换器的占空比，该占空比反过来会控制升压变换器的输入电压使其接近于 2.58V 的最佳参考电压。一旦达到风速 80W/m^2 对应的功率曲线 MPP，闭环 MPP 跟踪器控制升压变换器以维持太阳能电池板在所有其他的 MPP 处收集的能量，这些其他的 MPP 出现在不同的太阳光辐射照度。正如图 5.7 所示，不同的时间间隔具有几个突然变化的辐照度级。闭环 PI 反馈控制将太阳能电池板的输出电压纠正为 2.58V 的 MPPT 电压。这表明当部署的环境运行条件发生改变时，也会影响升压变换器的闭环 CV 机制。

已经证明了升压变换器与基于 CV 的 MPPT 方法具有从太阳能电池板中提取最大能量的能力，但是这种能力是以损耗变换器的额外能量为代价的。基于升压变换器输出负载功率 P_{load} 和输入直流功率 P_{dc} 的函数确定其变换功率 η_{conv}。以平均太阳辐射照度 80W/m^2 的目标部署区域为例，变换器的效率计算如下：

$$\eta_{\text{conv}}=\frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}}\times100\%=\frac{V_{\text{out}}^{2}/R_{\text{load}}}{V_{\text{in}}I_{\text{in}}}\times100\%$$
$$=\frac{3.98\text{V}^{2}/1200\Omega}{2.58\text{V}\times5.6\text{mA}}\times100\%=91\% \tag{5.6}$$

对于所有其他的光照和阻抗负载，使用式（5.6）计算得升压变换器的效率在80%～92%，计算结果如图5.8所示。从图5.8中可以观察到升压变换器的效率随着太阳光照强度的增加而整体下降。这是因为当太阳辐射照度增强时电流不断增加。而不断增加的电流有助于电阻损耗，因此导致达到效率很低。参照图5.8，从图中可以看出即使太阳光照强度很弱并且所收集的能量很少（大约为144mW），但升压变换器仍然能够实现91%的较高效率。这表明直流-直流升压变换器在非常低的额定功率条件下具有实现高效率的能力。

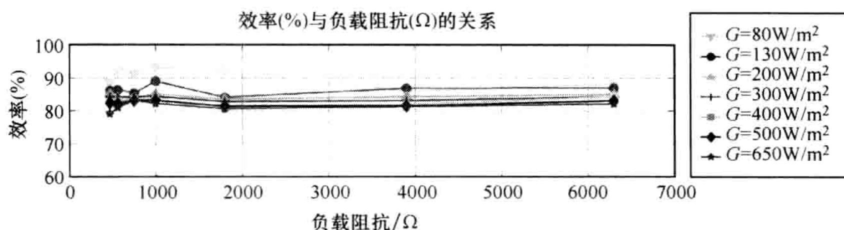


图5.8　MPPT的升压变换器在不同太阳辐射照度的效率

5.2.2.3　SEH子系统的性能

为了评估具有MPPT的SEH子系统和不具有MPPT的SEH子系统的性能，将纯电阻的负载改变为能量存储设备（即超级电容器）。与恒定阻抗的电阻不同，超级电容器的阻抗根据其能量存储水平而不断发生变化。在充电过程中，升压变换器的设计重要的是考虑超级电容器的动态响应，从而确保实现恒定MPPT的运行。图5.9a和b显示了在80W/m^{2}的太阳光照条件下，分别进行具有MPPT和不具有MPPT的SEH子系统的两个独立的实验。

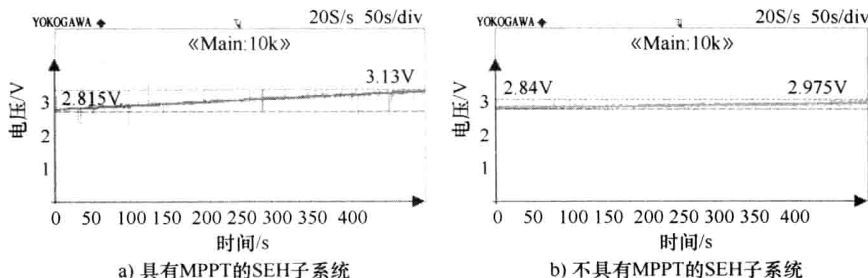


图5.9　具有MPPT和不具有MPPT的SEH子系统为超级电容器充电的性能

参考图 5.9a，具有 MPPT 的 SEH 子系统在 500s 内为超级电容器充电，超级电容器的电压从 2.815V 增加到 3.13V；而在图 5.9b 中，不受任何 MPPT 控制的超级电容器，在 500s 充电从 2.8V 增加到 2.975V。存储在超级电容器的总能量大约是 4.68J，而其对方只有 1.96J。很显然，受 MPPT 控制的 SEH 系统优于不受 MPPT 控制的 SEH 系统。具有 MPPT 的 SEH 子系统所收集的总能量高于没有 MPPT 收集总能量的 2.39 倍。这证明 MPPT 技术有有益于从太阳能电池板收集能量并使得所收集的总能量最大化。

5.2.3　太阳能和风能的混合型收集系统

在 HEH 的研究中，WEH 子系统和 SEH 子系统的输出端并联使得将更多的能量传输给负载。这种混合型拓扑结构预期的结果是 WEH 和 SEH 子系统所收集的能量之和，如图 5.3 所示。图 5.3 显示两个二极管将 WEH 和 SEH 子系统的输出端连接在一起，而且它们在 WEH 和 SEH 子系统成功结合中发挥了关键作用。二极管的作用是防止任何电流从其中一个升压变换器的输出端流向其他子系统，如图 5.10 所示，因而完成从两种能源同时充电的过程。此外，具有这些阻塞二极管的 HEH 拓扑能够进行 WEH 和 SEH 子系统的 MPPT 操作。WEH 子系统使用电阻仿真（RE）技术，而 SEH 子系统则使用 CV 技术。

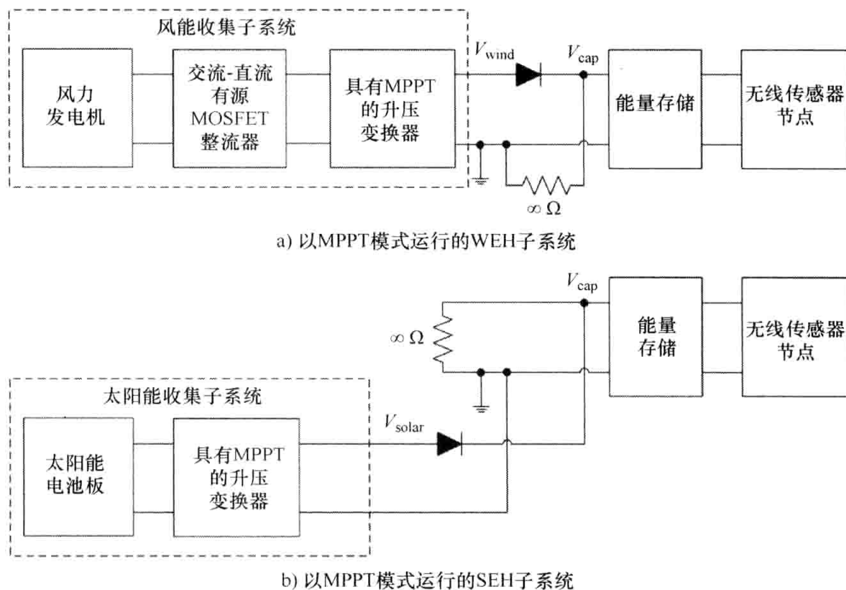


图 5.10　二极管器件在不同太阳辐射照度和负载阻抗条件下的效率图

参照图5.10a，当WEH子系统以MPPT模式运行时，从图中可以观察到WEH子系统就像是SEH子系统的一个无穷大的电阻。WEH子系统的有效负载只是简单的能量存储设备。同样地，图5.10b中SEH子系统将WEH子系统看作一个无穷大的电阻，即它与开路条件等效。这是因为SEH子系统输出端的二极管阻止电流流入WEH子系统以及能量存储设备。在SEH子系统使用的CV MPPT技术修复其升压变换器的输入电压，而升压变换器的输出电压根据电压不断变化，因此超级电容器的能量存储水平也随之变化。WEH子系统和SEH子系统的MPPT运行是相互独立的。

在HEH系统中，两个二极管在隔离两种子系统的过程中发挥了重要的作用，使得最大功率从能源传输到负载。然而，HEH系统产生一定量的功率损耗。在太阳辐射照度范围内和负载阻抗条件下，二极管组件的平均效率大约是93%。这种积极的成果归功于肖特基二极管非常低的功率损耗，其中肖特基二极管两端的电压降很低，在0.15~0.25V范围内。因此，在HEH系统设计中采用二极管组件以确保由WEH子系统和SEH子系统实施MPPT的运行，这种方法是可行的。除了升压变换器和二极管组件的功率消耗外，另一项研究进行确定相关控制、传感以及PWM生成电路中的功率消耗。由稳压器提供的电路的电源电压是3V。基于传感和处理电路中的每个单独元器件的电流要求，将电路的功率总消耗量进行计算并制成表格，见表5.1。

表5.1 相关的控制、传感和PWM生成电路的功率损耗

组　件	子 系 统	数　量	电流/μA	功率/μW
比较器	WEH	3	7×3=21	63
运算放大器	WEH	1	90	270
比较器	SEH	1	7	21
分压器	SEH	—	—	85
振荡器	两者	1	12	36
每微库无线传感器节点	两者	1	220	660

从表5.1中可以看出，与WEH和SEH子系统相关的控制、传感以及PWM生成电路所消耗的总功率计算得1.135mW。与已优化的HEH系统所收集的接近最大值的功率相比，如图5.11所示的功率范围是几十到几百毫瓦，设计的电路所消耗是非常低且无关紧要的。以平均风速为4m/s和平均太阳辐射照度为$80W/m^2$的目标部署区域为例，从图5.11中可以看出HEH系统收集的总功率是32mW。而1.135mW的功率损耗只是总功率的一小部分，大约占总功率的5%。

即使非常低的 2.3m/s 风速和 $80W/m^2$ 的太阳辐射照度，所收集的功率 17mW 对于维持无线传感器节点的运行仍然是绰绰有余的。

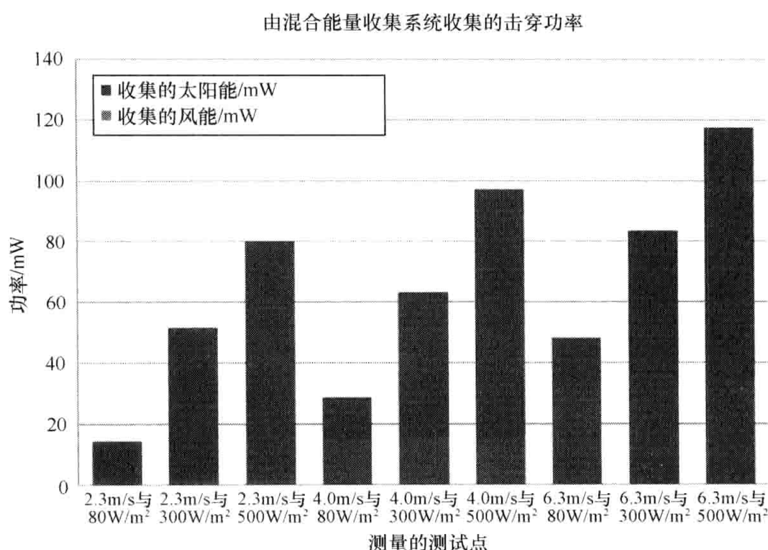


图 5.11　由风能和太阳能混合型收集系统收集的功率

5.2.4　实验结果

使用高效功率管理电路的自供电 HEH 无线传感器节点的概念已经落实到实验环境的硬件原型测试中，如图 5.12 所示。图 5.13 描绘了改进的 HEH 无线传感器节点的原理图。在实验过程中进行一些测试以验证优化的 HEH 系统的性能，该系统采用基于 CV 的 MPPT 机制从而维持无线传感器节点的运行。

5.2.4.1　HEH 系统的性能

根据 5.2.1 节描述的部署区域在冬季条件下进行实验测试，其中平均风速和平均太阳太阳辐射照度分别给定为 4m/s 和 $80W/m^2$。设计的 HEH 系统用于维持无线传感器节点每秒发送传感信号（即温度和风速）。1.5F 和 5.5V 的超级电容器用于存储从 HEH 系统收集的能量。在 HEH 无线传感器的硬件原型中进行一些实验测试。如图 5.14 所示的实验结果用于区分 WEH 和 SEH 子系统以及它们的 MPPT 机制在负载上供电的性能，而这些负载由超级电容器、传感和控制电路以及无线传感器节点组成。

在图 5.14 中的区域 A，负载首先由基于恒定电压 MPPT 机制的 SEH 子系统供电。从图 5.14 中可以看出太阳能电池板的输出电压 V_{solar} 固定在其 MPPT 参考电压 $V_{mppt,ref}$ 为 2.58V 处。这种跟踪配置验证了 SEH 子系统在其 MPP 附近运行。

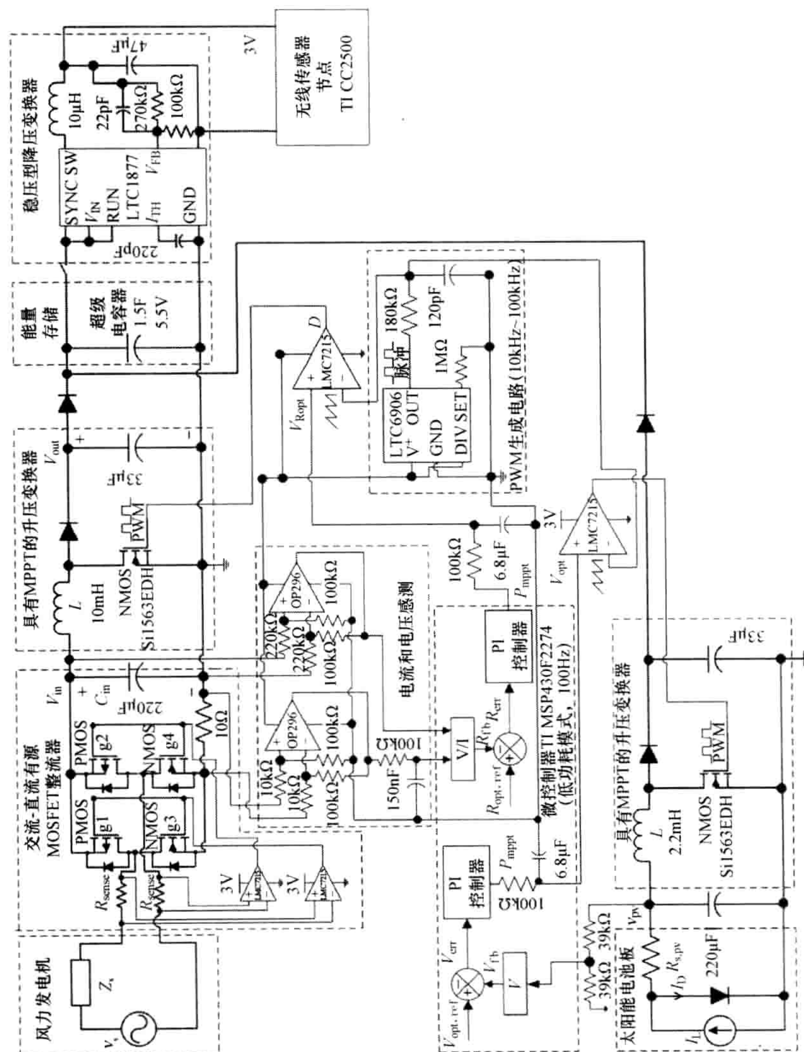


图 5.12　在 SEH 系统中增加风能供电的传感器节点的示意图

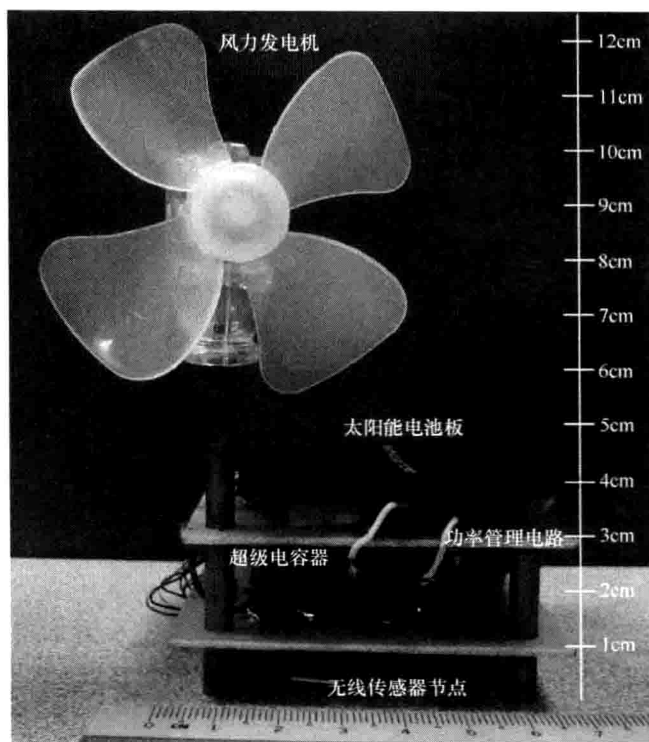


图 5.13　HEH 无线传感器节点的硬件原型

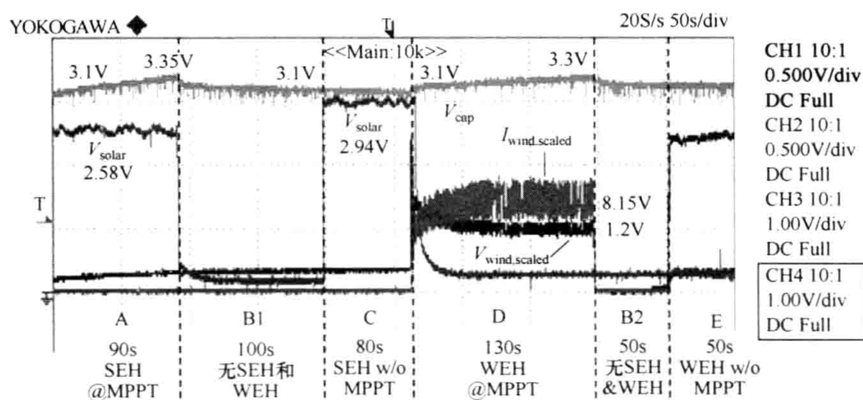


图 5.14　传感器节点在不同供电机制下的运行

在 90s 的时间持续里，1.5F 的超级电容器电压 V_{cap} 从 3.1V 充电达到 3.35V，并且由 SEH 子系统在平均太阳辐射照度为 800W/m^2 的条件下所收集的电功率大约是 13mW。然而在图 5.14 的区域 B1，当 SEH 子系统与负载断开时，超级电容器

的输出电压 V_{cap} 在 100s 内回落到 3.1V。在区域 C，V_{cap} 以较慢的速度持续下降，这是因为再次收集的太阳能没有处于 MPP。从图 5.14 中看到太阳能电池板的输出电压 V_{solar} 是 2.94V，高于 2.58V 的 MPPT 参考电压。相对于不受 MPPT 控制的 SEH 子系统而言，所收集的太阳能不足以维持整个单元。

在图 5.14 所示的区域 D 中，利用具有基于 RE 的 MPPT 机制的 WEH 子系统。从图 5.14 中可以观察到超级电容器的输出电压 V_{cap} 在 130s 内从 3.1V 增加到 3.35V。参考图 5.14，风力发电机的直流电压 $V_{wind,scaled}$（风力发电机的比例直流电压：实验值乘以 2.2 得到实际电压值）是 1.2V，而它的电流 $I_{wind,scaled}$（风力发电机直流电压的等效比例电压：实验值乘以 0.01 得到以安培为单位的实际电流）是 8.15mA。因此，计算得电阻 $R_{em}=\frac{1.2V}{8.15mA}=147\Omega$ 与 150Ω 的模拟电阻等效。这种等效说明了 WEH 子系统在 MPP 附近运行，平均风速为 4m/s 时它能够收集大约 9.5mW 的电功率。然而在图 5.14 所示的区域 B2，当 WEH 子系统与负载断开时，超级电容器的输出电压 V_{cap} 在 50s 回落到 3.1V。在区域 E，可以观察到超级电容器的电压持续下降，即使再次收集风能也没有处于其 MPP。原因是没有 MPPT 机制的 WEH 子系统其升压变换器输入端的电压和电流不受控制，导致收集的能量很少。因此，MPPT 对 WEH 和 SEH 子系统的高效 EH 性能显得非常重要。

另一组实验通过单独比较 WEH 子系统和 SEH 子系统，从而实现对 HEH 系统的性能的评估。对基于单一能源的 EH 系统和基于多种能源的能量收集系统的性能进行比较，比较的结果如图 5.15 所示。

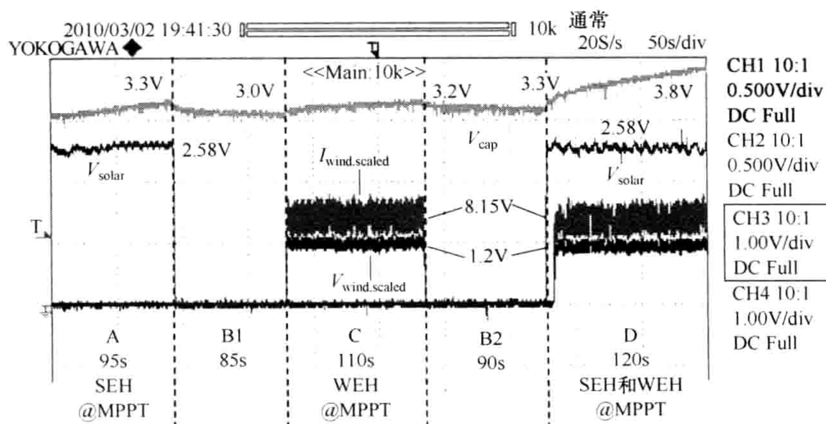


图 5.15　单一环境 EH 和 HEH 之间的比较

参照图 5.15，从区域 A 和区域 C 中可以观察到，单一能源的 EH 系统（即

WEH 和 SEH）以 MPPT 模式运行，能够为 1.5F 的超级电容器充电也能为它们相关的传感和控制电路以及无线传感器节点供电。分别计算出 SEH 和 WEH 子系统所收集的电功率是 13mW 和 9.5mW。从图 5.15 区域 D 中可以看到 HEH 系统从太阳能和风能两种能源中同时收集能量，所以超级电容器的电压以更快的速度增加，在大约 120s，超级电容器的电压从 3.3V 增加到 3.8V。基于超级电容器中累积的净能量，HEH 系统以 MPPT 模式运行为超级电容器充电，所收集的电功率是 22.2mW。计算得 HEH 系统的输出功率几乎等效于从 SEH 和 WEH 子系统收集电功率的总和，即 SEH 和 WEH 子系统收集的电功率分别是 12.65mW 和 9.85mW，而 HEH 系统的输出电功率是 22.2mW。这些结果清楚地表明，HEH 系统比单一可再生环境能源的 EH 具有更切实际的优势。超级电容器与单一环境能源 EH 相比充电速度更快，原因是太阳能和风能这两种能源同时为超级电容器充电。因此更短的时间内收集到更多的能量，从而增加了无线传感器节点的运行占空比。

5.2.4.2　HEH 系统的能量转换效率

HEH 系统由两个主要的 EH 子系统组成，即 WEH 和 SEH 子系统。在每个子系统中，各个阶段都存在着功率损耗，为了确定每个阶段的功率损失量以及性能，必须深入研究这些问题。图 5.16 所示的 A 线形图说明了两个子系统提供的每个阶段可用的输入和输出功率。该线形图的目的在于提供更清晰的视图，以理解每个功率变换阶段是如何分配功率的。

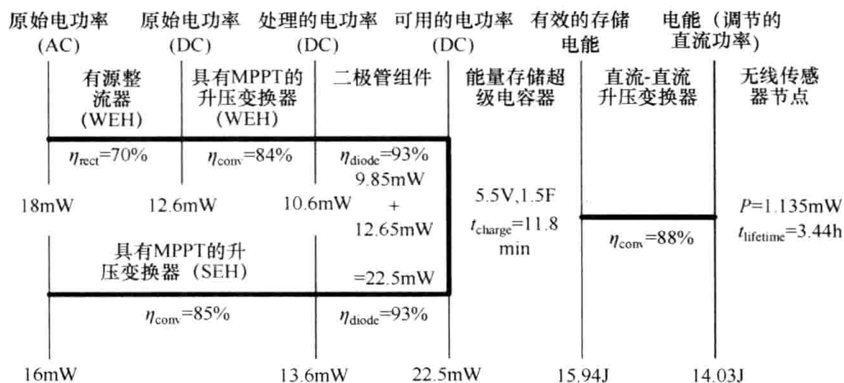


图 5.16　HEH 系统的功率分布线形图

参照图 5.16，WEH 子系统的线形图从风速为 4m/s 的输入端开始，其中风力发电机的输出端产生的交流电功率是 18mW。利用包括有源整流器和 MPPT 的升压变换器的功率管理电路，将所收集的 18mW 的交流功率变换为 10.6mW 的直流电功率。同样地，除去升压变换器的功率损耗后，由 SEH 子系统从输入端

16mW 的原始电功率中收集大约为 13.6mW 的直流电功率。与 WEH 子系统相比，SEH 子系统遭受相对较少的效率损失，因为它仅有一个变换阶段。从两个子系统收集的有效功率以 93% 的较高效率输入到二极管组件中，计算得输出功率是 22.5mW。

因为相关的控制、传感以及 PWM 生成电路的电源电压是 3V，而电压在 3 ~ 5.5V 范围内，存储在 1.5F 超级电容器中的能量最大值是 15.94J。为了超级电容器充电完全，当提供的电功率是 22.5mW 时，计算得所要求的充电时间 t_{charge} 是 11.8min。一个效率为 88% 的降压变换器能够将电源电压调节为 3V，这相当于存储在超级电容器中的 14.03J 的有效电功率。参照图 5.16，该图说明了充电完全的超级电容器的 HEH 系统能够维持无线传感器节点运行 3.44h。图 5.16 所示的线形图清晰地说明了由 HEH 系统共收集的功率 22.5mW 几乎是单独的 WEH 或 SEH 子系统的两倍。因此，由具有 MPPT 机制的 HEH 系统供电的传感器节点其运行寿命是由 SEH 或 WEH 子系统单独供电的传感器节点的两倍。则具有 MPPT 机制的 HEH 系统是一种延长无线传感器网络（WSN）寿命的可行的解决方案。

5.2.5　本节小结

在本节中，针对户外应用环境提出一种混合型 WEH 和 SEH（HEH）机制。现有的 WEH 子系统是在改进的 SEH 子系统基础上延长了无线传感器节点的运行寿命。HEH 拓扑使用二极管使得 WEH 和 SEH 子系统以 MPPT 机制运行。WEH 子系统采用 RE 技术，而 SEH 子系统采用恒定电压技术。这就保证了超级电容器最佳充电的同时也为无线传感器节点供电。根据部署区域冬季的条件进行实验测试，其中平均风速和平均太阳辐射照度分别是 4m/s 和 $80W/m^2$。由 SEH 和 WEH 子系统收集的电功率分别是 13mW 和 9.5mW。而优化的 HEH 系统收集的总电功率是22.5mW，几乎是基于单一能源 EH 方法最高值的两倍。

5.3　复合型太阳能，热（S + T）能源

从两个现成的能源中收集能量以增加单一源供电的无线传感器节点的运行寿命，这种 HEH 的概念已经在 5.2 节中得到验证。已经开发了许多的 EH 系统，并且那些已经在文献中提到的 EH 系统主要用于太阳能充足的户外应用。但讨论环境光源在室内 EH 应用的研究很少[143-144]，因此如何解决这个问题还存在着巨大的挑战。在本节中，将提出从两种现成的室内能源中收集能量的概念，这两种能源分别是指人工照明的环境光源和机器的热能，从而维持低功率的电子远程传感器用于监控和报警系统中。

与室内 EH 相关的两个主要的挑战是：①室内环境的能量非常弱，因此所收集的能量远远低于室外条件的能量；②能源的可用性依赖于室内环境条件。Randall 等人[30]证明了在医院和办公楼的人工照明条件下，光照强度仅仅是室外太阳光照 100 ~ 1000W/m^2 的一小部分。因此，非晶太阳能电池在室内光照强度低于 10W/m^2 条件下效率低于 10%，其功率密度显著地下降至 100$\mu W/cm^2$[145]。当室内 EH 在有限时间内可利用时这更具有挑战性。环境能源有时是间歇性的且不一致的，因为环境能源完全依赖于室内的环境条件。举例说明，若室内光照仅在办公时间可用，而剩余的时间内几乎完全是黑暗的。由于能源的劣势和不确定性这些挑战，在室内环境中从单一能源收集的能量不足以维持微型无线传感器节点的运行或者提高其在运行寿命期间的性能。

最近在参考文献［35，126-129］中已经讨论了将混合型能量收集作为一种潜在的微功率供应方案，使得能量供应尺寸最小化并且延长无线传感器节点的运行寿命。研究者们已经考虑不同小型规模的 EH 源结合的一些方法，正如 5.2 节所描述的，这些方法可以主要分为四类。前三种 HEH 方法已经在文献中详细地讨论，每个 EH 源要求具有自己独特的功率管理电路（即直流-直流变换器）和相关的电路以调节从能源到其输出负载的功率流。随着更多的能源进行结合，每个单独能源的功率管理电路的数量也随之增多，因此需要更多的组件并导致更大的体积、更高的能量损耗以及高额成本。然而这些并不适合本章第四种 HEH 方法的情况。第四种 HEH 系统要求只有一个功率管理电路用于调节从太阳能和热能源收集的输出功率。

本节的重点在于使用 HEH 系统从太阳能源和热能源中收集能量，从而提高在具有挑战性的室内环境部署的无线传感器节点的性能。针对 HEH 系统研究了一种类似 MPPT 的技术使得从混合型能源到传感器节点的转换功率最大。剩余的其他部分安排如下：5.3.1 节是室内能源的概述；5.3.2 节详细地介绍了室内 SEH 子系统；5.3.3 节解释了 TEH 子系统；5.3.4 节讨论了 SEH 和 TEH 子系统是如何以平行配置方式直接结合的；随后，针对室内无线传感器节点的原型，使用单一功率管理电路的优化 HEH 系统将在 5.3.5 节中说明；5.3.6 节是本节的小结。

5.3.1　室内能源的概述

室外环境条件中可用的再生能源其特性和性能完全不同于那些在室内工业、商业以及生物医学环境中发现的能源。在封闭的环境，例如办公室、医院、工厂等，这些地方的能源一般由人工方式产生。表 5.2 显示了室内能源和它们的特性。

表 5.2　室内能源的特性

能　源	特　性	注　解
太阳能	间歇性	在办公时间使用人工照明
风能	持续性	来自于空调器和电风扇的空气循环
热能	间歇性/持续性	人体、机器热量和环境之间的热梯度
振动能	间歇性	机器和人运动在行走、跑动等情况下产生的振动

从表 5.2 中可以看出，在室内环境中发现的人工能源由电子设备产生，如人工照明、空调器、机器以及人类活动等。这些设备和人体都有自己的主要目的。以人工照明和空调器为例，它们主要用于产生视觉功能的光和冷却空气流通。在这些电子设备和人体活动的常规运行过程中，为 EH 产生一些杂散的能量。见表 5.2，人工能源的可用性很大程度上依赖于电器的操作时间表和人类的生活方式。一些能源，如太阳能和振动能，根据人工照明、机器运行以及人体活动的间歇性配置才是可用的能源。相反地，风能和热能以连续的形式存在，作为室内工业、商业或生物医学的环境的空调器和机器工作在占空比接近于 100% 的时间里。

除了能源的可用性问题外，另一个值得关注的是所收集能量的吞吐量。不同的 EH 技术每平方厘米或立方厘米的功率密度见表 5.3。从表中可以观察到，在室内条件下所有人工的能源变得非常微弱。以太阳能电池板的功率密度为例，在室内太阳光照为 $10W/m^2$ 的条件下，其效率小于 10% 的太阳能电池板的功率密度是 $100\mu W/cm^2$，而在室外标准测试条件（STC）下其功率密度是 $10mW/cm^2$。表 5.3 显示了所有人工能源中所收集的平均功率低于室外环境能源的 1/100 ~ 1/10。因此，这些微弱的且不确定的室内能源构成了 EH 的巨大挑战，其中 EH 从单一能源收集能量用于维持无线传感器节点在整个寿命期间的运行。

表 5.3　能量收集器在室内条件下的性能

能量收集器	功率密度	
	室内条件	室外条件
太阳能电池板	$100\mu W/cm^2$ 在 $10W/cm^2$	$10mW/cm^2$ 在 STC
风力发电机	$35\mu W/cm^2$ 在 <1m/s	$3.5mW/cm^2$ 在 8.4m/s
热电发电机	$100\mu W/cm^2$ 在 5℃ 梯度	$3.5mW/cm^2$ 在 30℃ 梯度
电磁发电机	$4\mu W/cm^3$ 在人运动（Hz）	
	$800\mu W/cm^3$ 在机器（kHz）	

为了增强室内环境中无线传感器节点的性能，本节提出 HEH 从太阳能和热能中收集能量。在不同的人工能源中，正如表 5.3 中所列，太阳能和热能具有类似的高功率密度。此外，在办公室或工厂发现的间歇性太阳能源照明可以由连续

的热能代替，而这些连续的热能可以由机器产生的废热提供。每当太阳能是不可用时，Nasiri 等人[143]和 Hande 等人[144]提出不应该仅仅依靠存储在能量存储设备中的能量，而是选择另一种方法，即在耗尽存储在能量存储设备中的能量之前，从现成的热能中收集能量为无线传感器节点的运行持续供电。HEH 系统的另一个关键特性是无论这两种能源是否是可用的，HEH 系统都能够从它们中同时收集能量，而不是在同一时间从单个能源中收集[126-129]，因此提高了室内无线传感器节点的性能。

5.3.2　室内 SEH 子系统

太阳能电池板是专门针对室内条件（即荧光灯的人工照明）和房间温度（室内环境的温度变化相对低于室外环境[130]）而特别选用的。所选用的太阳能电池板的物理尺寸是 55mm×30mm×1mm（2.1×1.18×.04），其横截面积 A 计算得约为 16.5cm^2。在非常低的照明条件下，例如，$G=380\text{lx}$（$\approx 380/120=3.17\text{W/m}^2$[30]），开路电压 V_{oc} 和短路电压流 I_{sc} 分别测量得 4.14V 和 60μA。在 MPPT 点处获得的输出电压和电流分别是 $V_{mppt}=35\text{V}$ 和 $I_{mppt}=51.44\mu\text{A}$。对于给定的太阳能电池板的技术特性，对应的太阳能电池板的效率也可以使用下式确定：

$$\eta=\frac{P_{pv}}{GA}\times 100\% \tag{5.7}$$

基于式（5.7），计算得太阳能电池板的功率大约是 3.4%，它相对低于室外环境的太阳能电池板的效率[145]。由于室内条件下的太阳能电池板的效率较低，所收集的功率也很低，因此为了使得太阳能电池板上收集的能量最大化，优化室内 SEH 子系统就显得尤为必要。对太阳能电池板进行进一步的研究以探讨其在不同照明条件下的性能。图 5.17 和图 5.18 分别显示了不同照明条件下室内太阳能电池板的 P-V 和 P-R 曲线。在短路到开路的负载范围内，太阳能电池板的两种功率曲线与输出电压（P-V）和负载阻抗（P-R）之间的关系是在五个不同的光照条件下产生，这五个光照强度范围是 380～1010lx。

考虑到太阳能电池板的参数提取，对式（5.3）表示的太阳能电池板模型进行仿真并将仿真结果记录在图 5.17 中。针对不同的太阳辐射照度，使用图 5.17 所示测量的 P-V 曲线验证了仿真的 P-V 曲线，仿真实验通过基于荧光灯源的特性装置进行。图 5.17 显示所有的功率曲线峰值都接近于太阳能电池板 3.6V 的输出电压。相反地，从图 5.18 可以观察到太阳能电池板的 MPP 在 27～68kΩ 之间变化。因此，通过将太阳能电池板的输出电压固定为 3.6V，则在不同的太阳能辐射照度条件下可以收集最大的输出功率。在 380～1010lx 的太阳光照条件下，从太阳能电池板上收集的电功率最大值范围是 180～480μW。

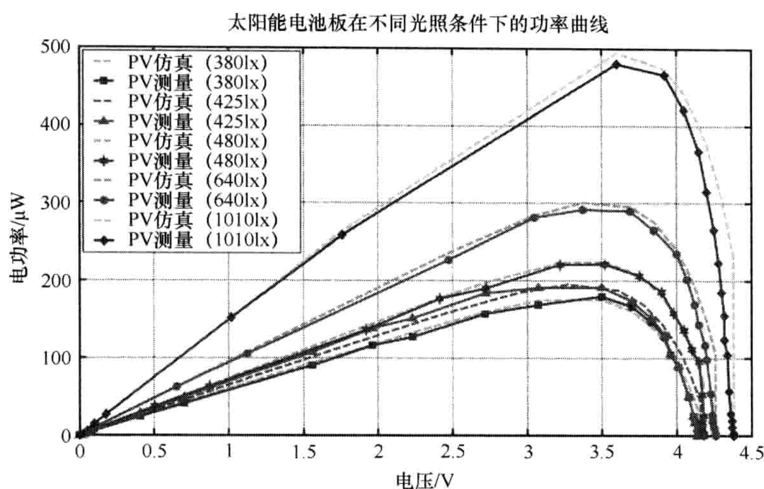


图 5.17 太阳能电池板在不同光照条件下的 *P-V* 曲线

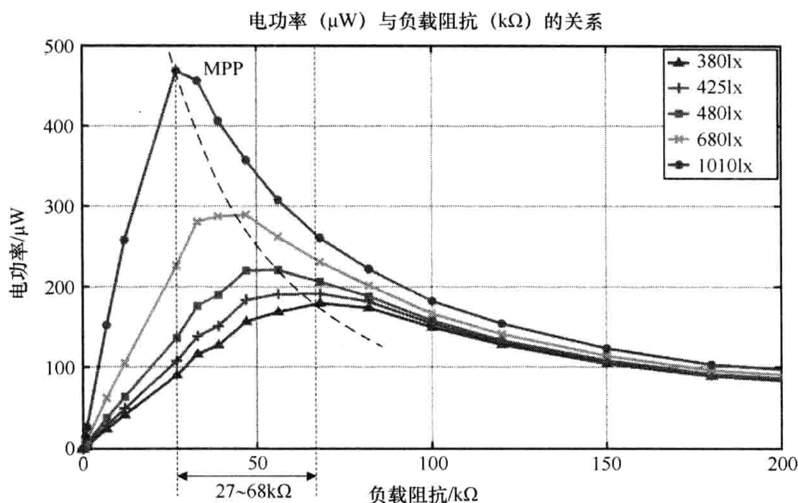


图 5.18 太阳能电池板在不同光照条件下的 *P-R* 曲线

5.3.3 TEH 子系统

在 TEH 子系统中，热能收集器封装了一个能够将热能转换为电能的微型热电发电机（TEG）。从热能在高温为 T_H 的条件下产生热能通过封闭式 TEG，再经过 TEG 和散热器之间的导热且导电的银质油脂到达散热器。累积到散热器的残余热量以较低的温度 T_C 释放到周围的环境空气中。图 5.19 提供了热能收集器的等效热电路模型，该模型说明了它的热性能和电气特性。

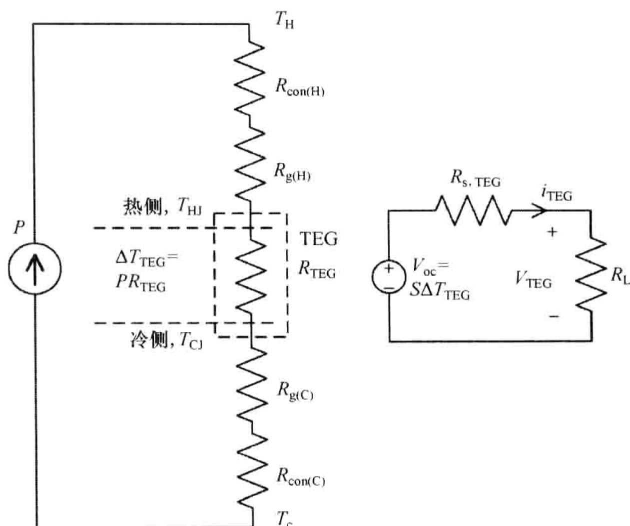


图 5.19　热能收集器的等效电路

从图 5.19 中可以观察到，TEG 的交叉点处温差 ΔT_{TEG}低于外部施加在热能收集器两端的温度梯度，即 $\Delta T = T_H - T_C$。这种结果是由于驻留在热能收集器的冷侧和热侧的热接触和导热油脂阻抗所导致的，这些阻抗分别是 $R_{con(H)}$、$R_{con(C)}$、$R_{g(H)}$以及 $R_{g(C)}$。为了减少这种负面影响，尽可能提高 TEG 的热阻抗 R_{TEG}而设计尽可能小的热能收集器其余热阻抗。为了 TEH 最大化，将这些设计因素考虑在内，微型热能收集器的物理尺寸是 20mm × 20mm × 20mm，以这种方式设计使得更多的热量经过 TEG。

对热能收集器进行分析和表征以评估 TEH 子系统用于无线传感器节点供电的性能。根据塞贝克效应，封装在热能收集器中由 n 个热电偶以导电串联和导热并联方式连接的 TEG 开路电压 V_{oc}给定为

$$V_{oc} = S\Delta T = n\alpha\ (T_H - T_C) \tag{5.8}$$

式中　α 和 S——热电偶和 TEG 的塞贝克系数。

当负载阻抗与 TEG 通过如图 5.19 所示的热能收集器导电连接时，根据所施加的温度差 ΔT，流过 TEG 的电流 I_{TEG}给定为

$$I_{TEG} = \frac{V_{oc} - V_{TEG}}{R_{s,TEG}} = \frac{n\alpha(T_H - T_C) - V_{TEG}}{R_{s,TEG}} \tag{5.9}$$

式中　$R_{s,TEG}$——TEG 的内部电阻。

基于式（5.9）所描述的 TEG 的电流-电压（I-V）特性，可以确定由 TEG 传输到负载 R_L的输出功率 P_{TEG}（V_{TEG}）。通过替换式（5.9）中 TEG 的电流 I_{TEG}，可以得出热能收集器所收集的电功率 P_{TEG}（V_{TEG}）是一个关于其输出电压 V_{TEG}的

函数，可以用下式表示：

$$P_{\text{TEG}}(V_{\text{TEG}}) = V_{\text{TEG}}I_{\text{TEG}} = \frac{V_{\text{TEG}}n\alpha(T_{\text{H}} - T_{\text{C}}) - V_{\text{TEG}}^2}{R_{\text{s,TEG}}} \tag{5.10}$$

基于 Thermo Life TEG 提供的技术规范[91]，本节的 TEG 由 5200 个热电偶组成，并且每个热电偶具有 0.21mV/K 的塞贝克系数。对于给定的 5～10K 的温差 $\Delta T = T_{\text{H}} - T_{\text{C}}$，对式（5.10）描述的模型针对不同的 TEG 输出电压 V_{TEG}进行仿真，仿真结果如图 5.20 所示。实验通过热接触面之间的温差对 TEG 进行表征，并测量了不同负载连接的输出电压和电流。在 5～10K 之间的不同温差条件下重复这个实验，其实验结果如图 5.20 所示。

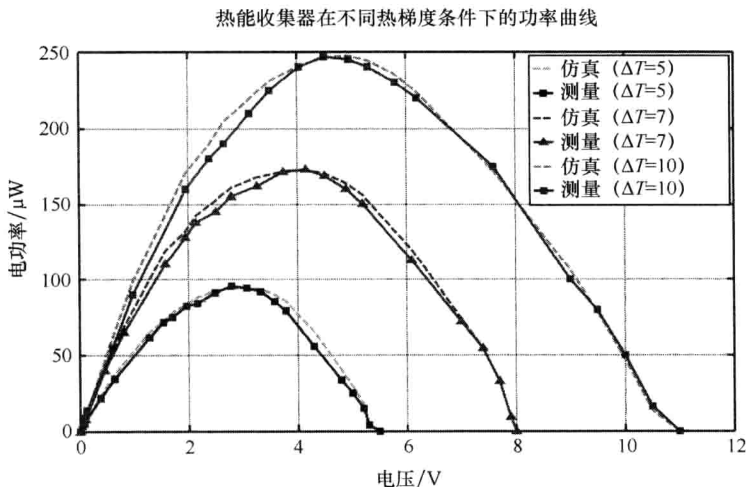


图 5.20 TEG 在不同热梯度下的 *P-V* 曲线

参考图 5.20 所示的功率曲线（*P-V*），从图中可以看到，在式（5.10）表示的模型中所获得的仿真结果同热能收集器在不同温差特性下收集的测量结果相当。图 5.20 显示每个热梯度下获得的功率最大值对应着热能收集器的输出电压，即当输出电压是 2.8V 时 $P_{\text{mppt},\Delta T=5\text{K}} = 96\mu\text{W}$，在输出电压为 4.5V 时 $P_{\text{mppt},\Delta T=10\text{K}} = 247\mu\text{W}$ 等。这与室内 SEH 的情况不同，而室内 SEH 中所有它们的功率曲线（*P-V*）峰值都接近于太阳能电池板的一个特定的输出电压（见图 5.17）。

然而，对于图 5.18 和图 5.21 分别显示的 SEH 和 TEH 绘制的另一种功率曲线（*P-R*）情况并非如此。可以观察到负载阻抗在 27～68kΩ 变化时太阳能电池板的 MPP 也发生变化，而热能收集器的 MPP 固定在热能收集器内部阻抗 82kΩ 处。图 5.21 显示了当负载阻抗和热能收集器的源阻抗匹配时，不同的温差下所收集的功率总是最大。正因为这样，因此从图 5.18 和图 5.21 的两种功率曲线可

以得出结论：在 SEH 和 TEH 子系统之间不存在共同的 MPPT 方法。

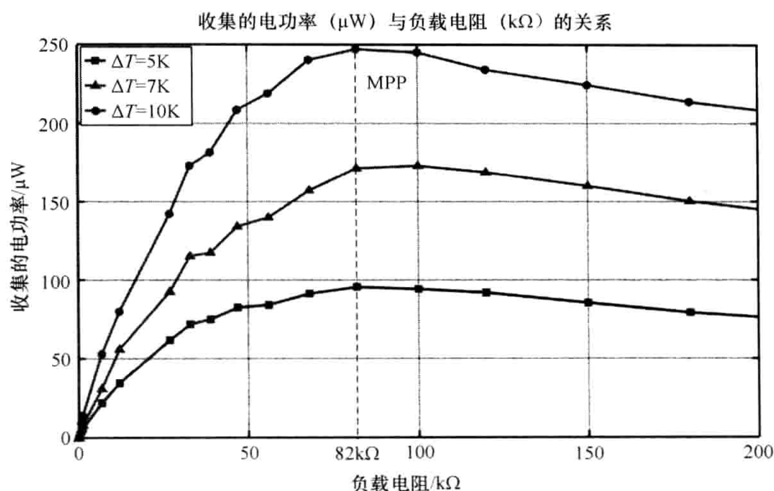


图 5.21　TEG 在不同热梯度下的 *P-R* 曲线

5.3.4　太阳能和热能的 HEH

5.3.4.1　太阳能电池板和热能收集器并联的特性

在本节提出的 HEH 方法中，太阳能电池板和热能收集器的终端输出电压分别是 V_{pv}和 V_{TEG}，这两个终端直接与负载相连，每个终端通过一个肖特基二极管阻止反向偏置电流的流动。混合型能量收集器的等效电路如图 5.22 所示。

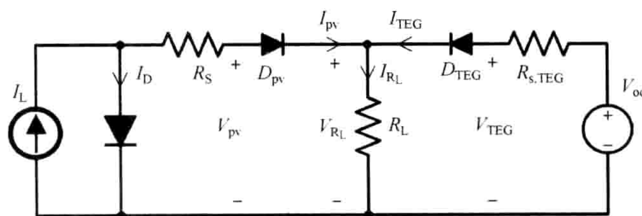


图 5.22　混合能量收集器的等效电路

根据图 5.17 和图 5.20，这两种能源的输出电压并不低，通常是几伏，因此串联型能源配置并不用于提高负载两端的电压 V_{R_L}。相反，并联能源配置 $V_{R_L} = V_{pv} = V_{TEG}$，能够产生更多的电流 $I_{R_L} = I_{pv} + I_{TEG}$。从太阳能电池板获得功率 P_{pv}（V_{pv}）以及热能收集器的功率 P_{TEG}（T_{TEG}）由式（5.3）和式（5.10）分别表示，这两种功率的总和为负载供电。混合型能量收集器的电功率吞吐量 P_{HEH}（V_{R_L}）作为其输出电压 V_{R_L}的函数，由下式表示：

$$
\begin{aligned}
P_{\mathrm{HEH}}(V_{R_{\mathrm{L}}}) &= |P_{\mathrm{pv}}(V_{R_{\mathrm{L}}})| + |P_{\mathrm{TEG}}(V_{R_{\mathrm{L}}})| \\
&\approx |V_{R_{\mathrm{L}}} * I_{\mathrm{sc,pv}}| - \left|V_{R_{\mathrm{L}}} * I_{\mathrm{o}}\left[\exp\left(\frac{V_{R_{\mathrm{L}}}}{n_{\mathrm{s}}kT_{\mathrm{c}}/q}\right)\right]\right| + \left|\frac{V_{R_{\mathrm{L}}} * V_{\mathrm{oc,TEG}} - V_{R_{\mathrm{L}}}^{2}}{R_{\mathrm{s,TEG}}}\right| \quad (5.11)
\end{aligned}
$$

基于5.3.2节和5.3.3节分别给出太阳能电池板和热能收集器的技术规范，混合能量收集器收集的功率由式（5.11）表示，针对不同的太阳辐射照度和温差，在输出电压 $V_{R_{\mathrm{L}}}$ 范围内对收集器的功率进行仿真，该功率对应于太阳能电池板的短路电流 $I_{\mathrm{sc,pv}}$ 和热能收集器的开路电压 $V_{\mathrm{oc,TEG}}$。在最小值（380lx 和 $\Delta T=5\mathrm{K}$）和最大值（1010lx 和 $\Delta T=10\mathrm{K}$）的功率收集条件下提取一组仿真和实验结果，如图5.23所示。

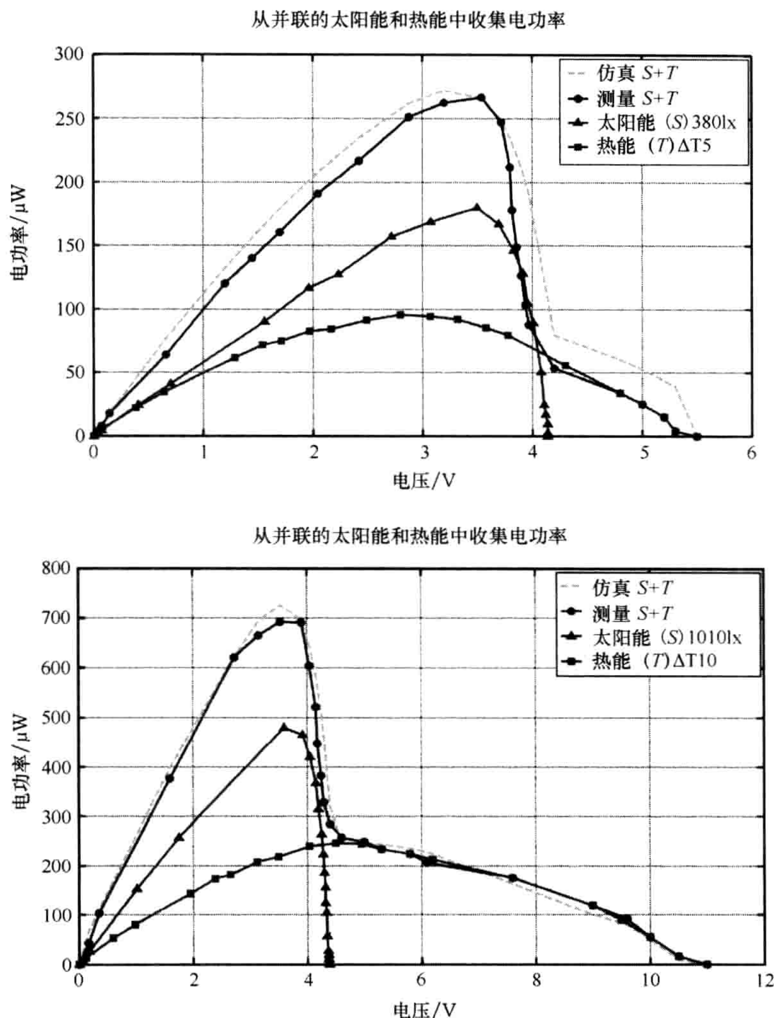


图5.23　在最小条件为380lx 且 $\Delta T=5$℃（顶端）和最大条件为1010lx 且 $\Delta T=10$℃（底端），分别比较实验仿真所收集的功率

参照图 5. 23，从图中可以观察到混合能量收集器的测量功率曲线（测量 $S+T$）是单个功率曲线之和。也就是说，图 5. 23 中混合能量收集器的功率是太阳能电池板［太阳能（S）］和热能收集器［热能（T）］两者功率的叠加，再减去肖特基二极管中可以忽略不计的功率损耗所得。在 3. 6V 的 MPPT 电压 $V_{R_{L,mppt}}$处，太阳能电池板和热能收集器的输出电压略高于 $V_{R_{L,mppt}}$，使得两个隔离二极管在正向偏置条件下导通，因此从图 5. 23 中可以看出，混合能量收集器产生的功率最小值是 2. 52μW（$P_{pv}=167\mu W$，$P_{TEG}=85\mu W$），最大值是 693μW（$P_{pv}=466\mu W$，$P_{TEG}=227\mu W$）。此外，图 5. 23 显示当 $V_{R_L}\geqslant V_{pv}$时，太阳能电池板运行在开路模式则没有收集到任何太阳能。如果 $V_{R_L}\geqslant V_{TEG}$（3. 6V），热能收集器也会发生这种情况。

从图 5. 23 中可以观察到另外一种现象，即基于式（5. 11）表示的模型，从实验获得仿真的波形（仿真的 $S+T$）和测量的波形（测量的 $S+T$）其结果是非常相似的。这种观察结果验证了式（5. 11）表示的表征模型，则通过这种模型以确定混合能量收集器的电功率吞吐量 P_{HEH}从而维持无线传感器节点的运行寿命。对于混合能量收集器进行了更多的分析和特性研究以评估 HEH 系统在无线传感器节点供电方面的性能。图 5. 24 和图 5. 25 分别显示了 HEH 系统在固定太阳辐射照度 380lx 和 1010lx，温差在 5 ~ 10K 范围内变化的功率曲线。相反地，HEH 系统在固定温差为 5 ~ 10K，太阳光照强度在 380 ~ 1010lx 范围内其功率曲线如图 5. 26 和图 5. 27 所示。

参照图 5. 24 和图 5. 25，从图中可以看出，在温差 5 ~ 10K 范围内，单独的热能收集器 MPP 的 P-R 曲线（热能 ΔT5-热能 ΔT10）在其 82kΩ 的内部阻抗处是固定的。当热能收集器与太阳能电池板并联时，在弱光为 380lx 和强光为 1010lx 的条件下，从图 5. 24 和图 5. 25 观察到 P-R 曲线的［测量的 5 + T（ΔT5）到测量的 $S+T$（ΔT10）］MPP 不再是固定不变的，而是随着太阳能电池板和热能收集器并联后的内部阻抗不断变化，这是由于混合能量收集器的两种能源之间阻抗不匹配而导致的结果。虽然 HEH 系统中存在着阻抗不匹配的问题，但是 Chul-sung 等人[35]提出仍然有可能将两种能源结合在一起，而不采用专一能源和能量转换器以实现 MPPT。参照图 5. 24 和图 5. 25，P-V 曲线［测量的 $S+T$（ΔT5）到测量的 $S+T$（ΔT10）］显示了混合能量收集器的所有 MPP 在其 3. 6V 的输出电压附近都是固定的。

同样地，对于照度为 380lx 以及与以上相同的室内光照条件下，在固定的 5K 和 10K 的温差下混合能量收集器的测试结果分别如图 5. 26 和图 5. 27 所示，这两个图显示了所有 P-V 功率曲线［测量的 $S+T$（380lx）到测量的 $S+T$（1010lx）］峰值都大约在 3. 6V 处。回顾图 5. 24 ~ 图 5. 27 所示的所有功率曲线，可以观察到 P-V 曲线上的所有 MPP 都趋于聚集在固定电压 3. 6V 附近，而 P-R 曲

线的 MPP 取值范围是 20～50kΩ。因此，如果将混合能量收集器的终端电压值设置为功率峰值（$V_{R_{L,mppt}}=3.6V$）范围，那么就有可能从混合型能量收集器中提取出最大的输出功率，在提取的过程中使用简单且超低功率控制电路使得太阳能电池板处于其 MPP，而不是使用那些耗能跟踪技术，比如 P&O 和 IncCond 这样的技术需要较高的计算能力和成本。

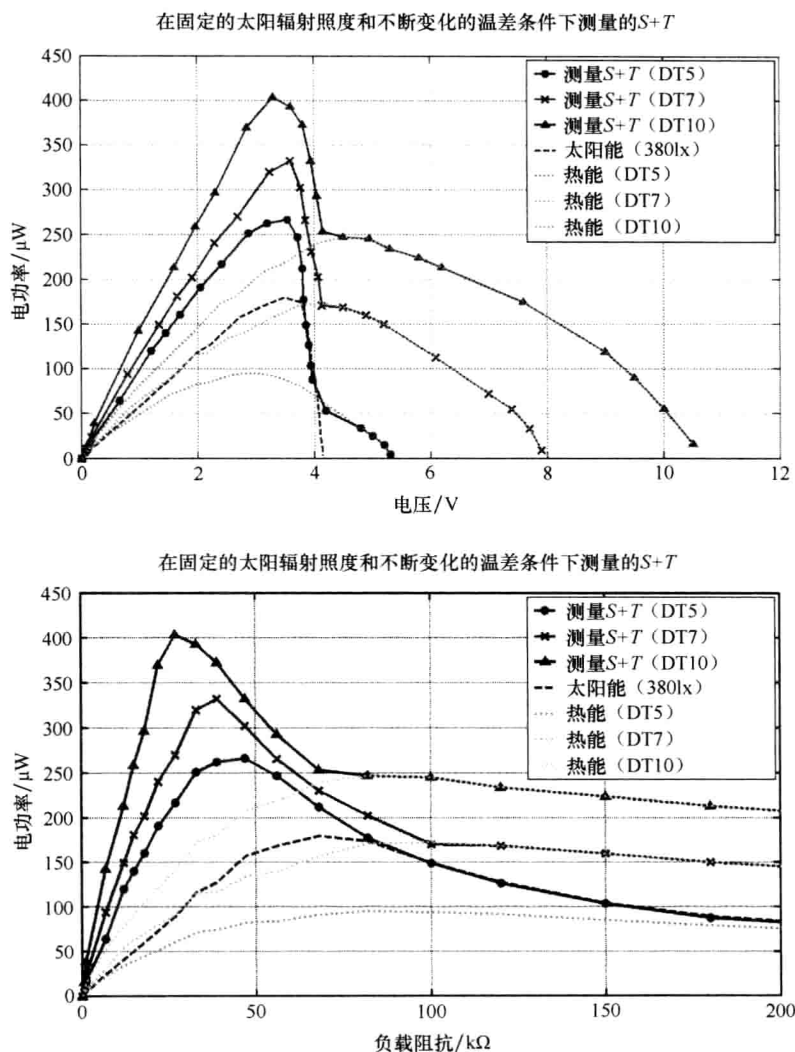
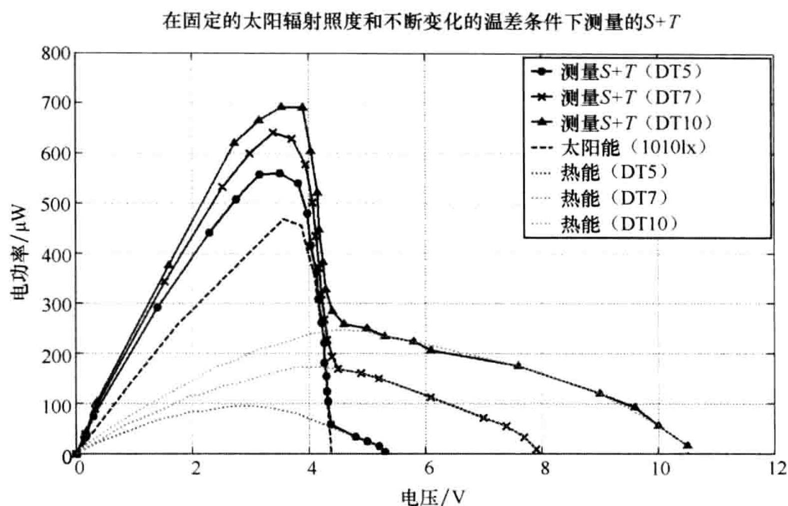


图 5.24　在 380lx 的固定太阳辐射照度和 5～10K 的不同温差条件下，HEH 系统的 *P-V* 和 *P-R* 曲线



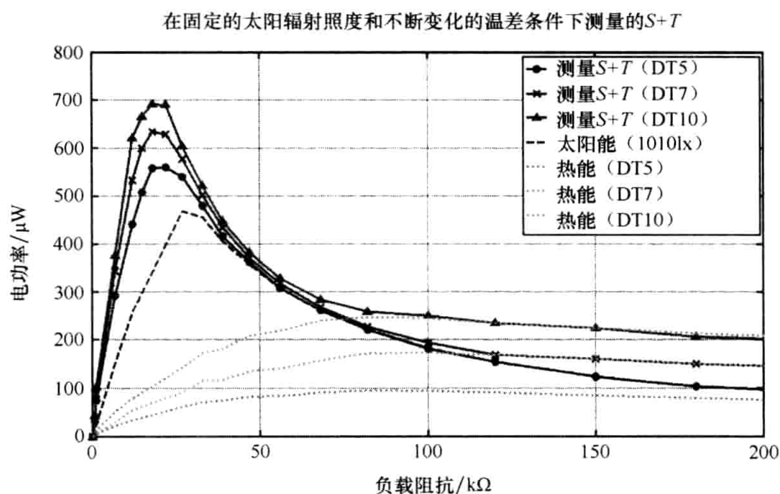
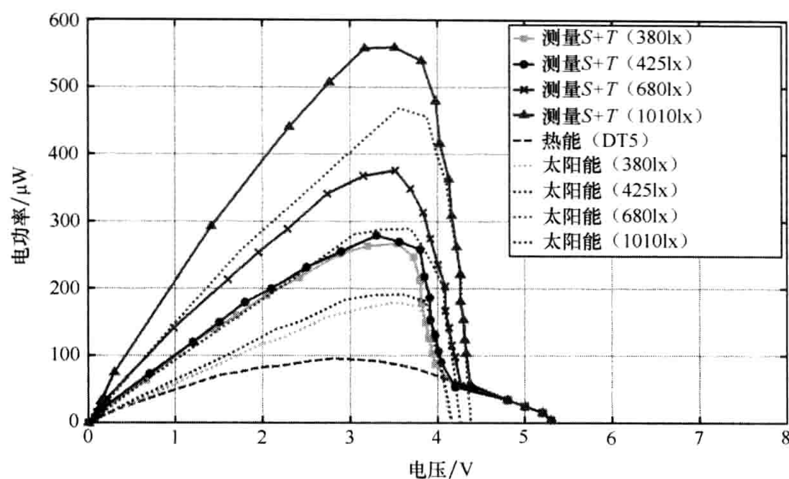


图 5.25　在 1010lx（$3W/cm^2$）的固定太阳辐射照度和 5～10K 的不同温差条件下，HEH 系统的 *P-V* 和 *P-R* 曲线



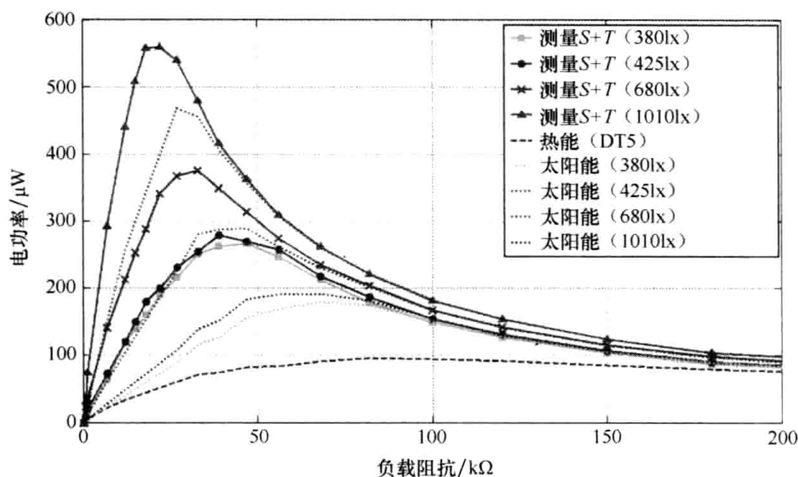


图 5.26 在 $\Delta T = 5\mathrm{K}$ 的固定热差和 380 ~ 1010lx 的不同太阳辐射照度条件下，HEH 系统的 *P-V* 和 *P-R* 曲线

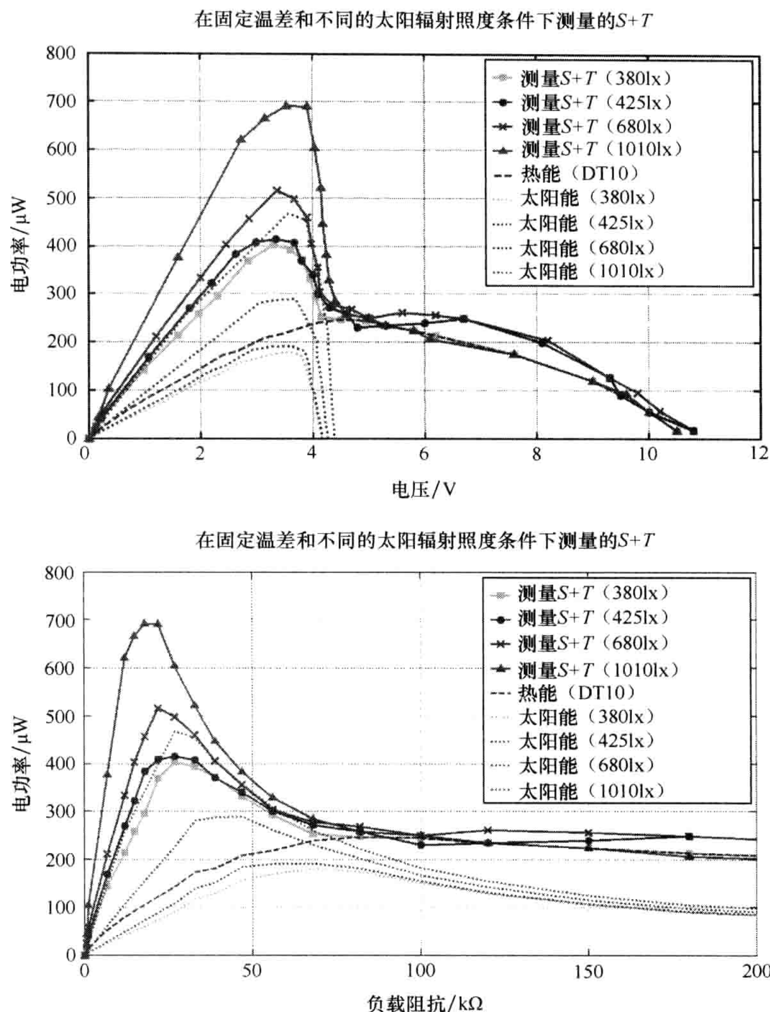


图 5.27　在 $\Delta T = 10K$ 的固定热差和 380 ~ 1010lx 的不同太阳辐射照度条件下，HEH 系统的 *P-V* 和 *P-R* 曲线

5.3.4.2　超低功率管理电路的设计与实施

由 HEH 系统供电的自主式室内无线传感器节点和其超低功率功率管理电路的原理图如图 5.28 所示。参照图 5.28，设计具有固定参考电压的 MPPT 方法的功率管理电路基本上包括三个主要组成部分：①具有 MPP 跟踪器和其控制以及 PWM 生成电路的升压变换器以更改 HEH 机制的操作点，从而保持所收集的功率在其 MPP 附近；②能量存储元件（即超级电容器）以缓冲源和负载之间的能量传输；③调节型的降压变换器，为无线传感器节点和其他电路提供恒定电压。

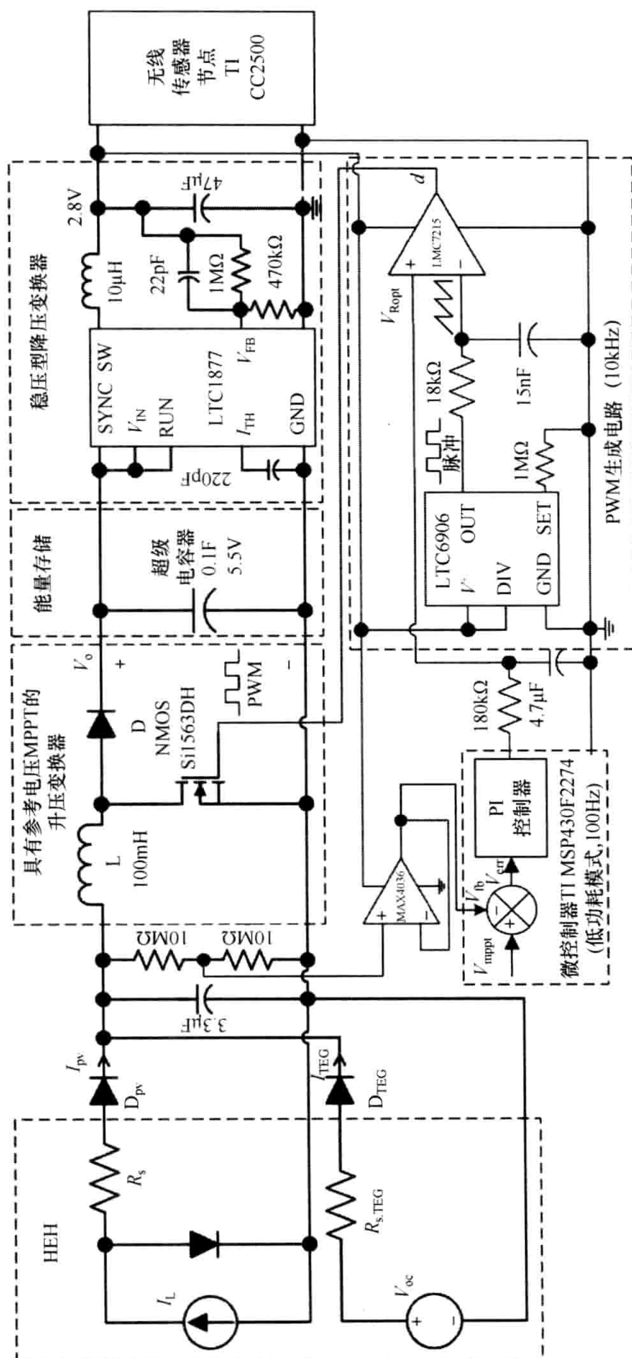


图 5.28 HEH 系统的功能框图

参照图 5.28，基于固定参考电压方法的升压变换器的操作如下：3.6V 的 MPPT 参考电压信号 V_{mppt} 与混合能量收集器的输出反馈电压信号 V_{fb} 相比较。将合成的电压误差信号 V_{err} 反馈到 PI 控制器中，从德州仪器微控制器（TIMSP430F2274）中产生一个低频率的 100Hz 的 PWM 控制信号。为了使得 HEH 系统最小化，通过使用更小尺寸的无源元件，从减小时钟速度的微控制器中产生低频率的 PWM 控制信号，超低功耗的 PWM 生成电路将该信号变换为一个更高的 10kHz 的开关频率。设计的 PWM 生成电路由一个用于生成锯齿波的微电阻设置振荡器（LTC6906）和一个微功率的轨到轨的 CMOS 比较器（LMC7215）组成。对 MPPT 参考电压表示的低频率 PWM 信号与锯齿波信号进行比较以产生高频率的 PWM 阈值信号以此控制升压变换器。

室内环境中的环境能源比如太阳能和热梯度在任何时候并不总是处于稳定水平，因此有必要在 HEH 系统中引入能量存储设备（即超级电容器）用来存储从太阳能电池板或热能收集器收集的过多能量，从而适应室内无线传感器节点在能源不可用时的运行情况。此外，通过从太阳能和热能这两种能源中同时收集能量，HEH 系统的功率吞吐量增加，从而增强了室内无线传感器节点的性能。在这项研究中之所以采用超级电容器，是因为 Simjee 和 Chou[34] 提到超级电容器比电池具有更优良的特性。这些特性包括众多的完全充电周期（对于五十万次的充电周期）、寿命长（10～20 年的运行寿命）以及功率密度高（比电池更高的连续电流数量级）。离散的电容器具有非常小的电容值，其电容值通常在皮法到微法范围内，与离散电容器不同，超级电容器电容值较大，一般在法拉范围，非常适合用于能量存储。

最后，从线性技术获得的开关模式稳压器（LTCl877）插入到超级电容器的后面，为无线传感器节点和其他电路提供 2.8V 的恒定运行电压 V_{DC}。实验测试得稳压型降压变换器的效率是 80%～90%，消耗的工作电流是 12μA。在这项研究中，部署在应用领域中的无线传感器节点的运行包括：①传感来自感应器的一些外部模拟信号（比如温度、湿度等）；②每隔 5s 将传感信息传输给网关节点。基站接收到数据并将收集的数据处理成任何后续动作可利用的信息。

5.3.5 实验结果

接近最优的 HEH 无线传感器节点已经成功地实施到用于实验测试的硬件原型中。进行的几个实验测试用于分析 HEH 系统和其简单且超低功耗的固定参考电压 MPPT 机制为负载供电的性能。这些负载包括超级电容器、传感、控制和 PWM 生成电路以及无线传感器节点。

5.3.5.1　HEH 并联配置的性能

如以上所述，当太阳能和热能的不同特性结合时，结合的能源之间必然存在着阻抗不匹配的问题。混合能量收集器的结合特性既包括太阳能电池板的特性，又包括热能收集器的特性，因此有必要研究并联的混合能量收集器的性能。参考图5.24～图5.27，这些图说明了在不同光照强度和温差条件下，固定的参考电压方法能够使得混合能量收集器接近于其MPP，但这种方法损失了一部分收集的功率。因此，重要的是检查实际所收集的功率 $P_{HEH,actual}$ 和混合能量收集器在MPP处 $P_{HEH,mppt}$ 之间的功率差，这些功率差如图5.29所示。

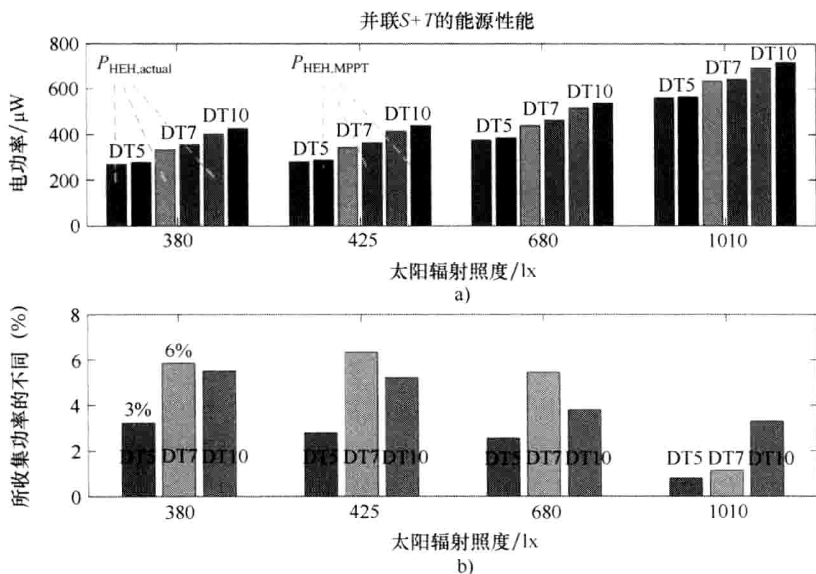


图5.29　HEH系统以并联方式配置的性能

考虑一个极端的运行条件，如图5.29a所示，以380lx的较低光照强度和5K的较小温差条件为例，在固定的参考MPPT电压为3.6V处所收集的功率 $P_{HEH,actual}$ 和混合能量收集器的可获得的功率最大值 $P_{HEH,mppt}$ 分别是252μW和260μW。它们之间的功率差仅仅是8μW，大约是所收集的功率的3%，如图5.29b所示。8μW的功率损耗是由于太阳能电池板和热能收集器直接连接时没有使用单独的功率变换器，而它们之间的阻抗不匹配所造成的。

类似地，在其他的运行条件下，实际收集的功率 $P_{HEH,actual}$ 和MPP处的功率 $P_{HEH,mppt}$ 之间的功率差范围是8～35μW（见图5.29a），它们的功率差是所收集功率的3%～6%（见图5.29b）。虽然提出的HEH系统（即混合能量收集器）和其功率管理电路会产生功率损耗，但是这些损耗相比那些MPPT技术所消耗的功

率要低得多。因为 MPPT 技术需要较高的计算能力和成本以此实现它们精准的 MPPT 的目的。因此，就混合能量收集器而言，利用简单且超低功耗的固定电压技术是合理的。

5.3.5.2　HEH 系统的功率变换效率

HEH 系统的功率变换效率是另一项正在开展的重要研究。除了稳压型降压变换器外，HEH 系统中还存在两个主要的功率损耗贡献者：升压变换器本身，它扮演着 MPP 跟踪器的角色，还有其相关的传感、控制以及 PWM 生成电路。在不同的太阳辐射照度和温差 ΔT 以及负载 R_L 条件下，升压变换器的效率 η_{conv} 可以用其输出负载功率 P_{load} 和输入直流功率 P_{dc} 的函数表示。例如，在光照强度、温差和输出负载阻抗分别是 380lx、5K 和 68kΩ 时，升压变换器的效率如下：

$$\eta_{conv}=\frac{P_{out}}{P_{in}}\times 100\%=\frac{V_{out}^2/R_{load}}{V_{in}I_{in}}\times 100\%$$
$$=\frac{4.95\text{V}^2/68\text{k}\Omega}{3.6\text{V}\times 109\mu\text{A}}\times 100\%=91.8\% \tag{5.12}$$

计算得效率是 91.8%，如图 5.30 所示。对于其他的太阳光照强度、温差以及负载条件，使用式（5.12）计算得升压变换器的效率结果绘制在图 5.30 中。从图 5.30 中可以看出，当负载阻抗在 50～330kΩ 范围内，升压变换器的效率在 80%～94%之间变动。在负载为 50kΩ 条件下，超级电容器处于放电状态，从图 5.30 中可以看出升压变换器的效率大约是 94%。这种高效率的升压变换器对于确保能量从几百微瓦甚至更少的微功率源传输到能量存储设备方面具有非常优越的性能。

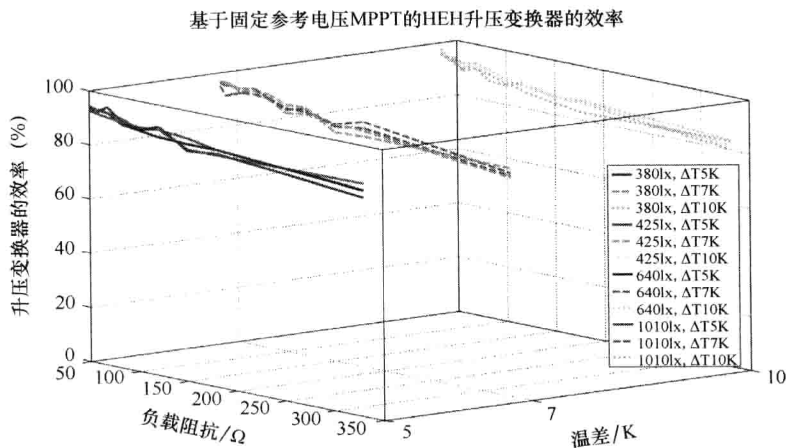


图 5.30　HEH 升压变换器的效率

超级电容器的电荷随着负载减少而增加，参照图 5.30，从图中可以看出当负载为 300kΩ 时，变换器的效率下降，约为 82%。这是因为升压变换器的功率损耗导致效率下降。即使在很轻的负载情况下效率仍然很低，因此重负载条件并不是至关重要的，因为超级电容器已经接近于满充电状态，它不会存储任何多余的能量。在 HEH 系统中另外一种功率损失源是相关的传感 P_{sense}、控制 P_{ctrl} 以及 PWM 生成电路 $P_{PWM\ generate}$。基于 HEH 系统的每个单独元件的电压和电流要求，如图 5.28 所示，电子电路的总功耗计算如下：

$$\begin{aligned} P_{consumed} &= P_{sense} + P_{ctrl} + P_{PWM\ generate} \\ &= 2.7V \times (3\mu A + 15\mu A + 32\mu A) = 135\mu W \end{aligned} \tag{5.13}$$

一旦确定 HEH 系统中所有的功耗，其中包括由于两个并联能源之间阻抗不匹配导致的功率差以及在稳压和 MPPT 变换器的功耗，评估为增强室内无线传感器节点性能所设计的 HEH 系统的性能。在室内应用中，如医院和工厂，环境条件如下：太阳光照强度是 1010lx、温度差是 10K，参照图 5.17 和图 5.20 中 1010lx 和 10K 的运行条件，将单独 MPP 的热能收集器的功率 P_{TEG} 与太阳能电池板的功率 P_{pv} 相加得到 HEH 系统所获得的功率最大值是 727μW，从两个并联的能源中测量得实际功率 $P_{HEH,actual}$ 为 690μW。由于两种并联的能源之间存在阻抗不匹配，则计算的功率和实际测量的功率之间的功率差是 35μW，如图 5.29 所示。将两种功率的功率差以及图 5.30 所示的稳压和 MPPT 变换器的功耗考虑在内，通过效率 90% 的升压变换器为室内无线传感器节点供电的净输出功率是 621μW。从 HEH 系统收集的功率高于从单个能源收集的功率（即 432μW 的环境光源或 223μW 的热能），因此彰显了 HEH 系统的重要性。

5.3.5.3　为室内无线传感器节点所设计的 HEH 系统的性能

为了评估用于维持室内无线传感器节点的运行所设计的 HEH 系统的性能，调查基于固定参考电压机制的升压变换器 MPPT 的性能，如图 5.31 所示。在性能的评估过程中，对 HEH 系统功耗的三个主要贡献者也进行了功率分析。超级电容器需要较长时间充电和放电，所以用一个 68kΩ 的固定电阻代替超级电容器作为负载，以便在功率分析中检查 MPP 跟踪器的动态和稳态的响应。负载电阻表示无线传感器节点在检测和通信运行中消耗的功率，也表示与稳压和 MPPT 变换器在 4.2V 电压水平上相关的电路引起的功耗。

参考图 5.31，从图中可以看出从最初开始时间 t 直到第 7s 时，只有热源作用在 HEH 系统上。在温差 ΔT 为 10K、电压为 3.6V 的条件下，热能收集器收集的功率是 190μW，这远远低于负载所需要的功率。为了维持无线传感器节点的运行，在 $t=7s$ 时插入人工照明 380lx 的额外能源。从图 5.31 可以看出，与负载相连的升压变换器的输出电压 V_o 从 3.6V 增加到 5V，在大约 5s 之后，输出电压固定为 5V。在中间的时候，升压变换器的输入电压 V_{in} 激增并且 HEH 系统偏离

其 MPP。由于本节实施了基于微控制器的 MPP 跟踪器和闭环电压反馈控制，闭环 MPP 跟踪器更改升压变换器的占空比使得输入电压 V_{in} 减小并且最终保持到 HEH 系统的 MPPT 电压（$V_{mppt}=3.6V$）。通过这样做，在 5V 处，由 HEH 系统收集的总功率从 190μW 增加到 367μW，这远远高于负载所消耗的功率。

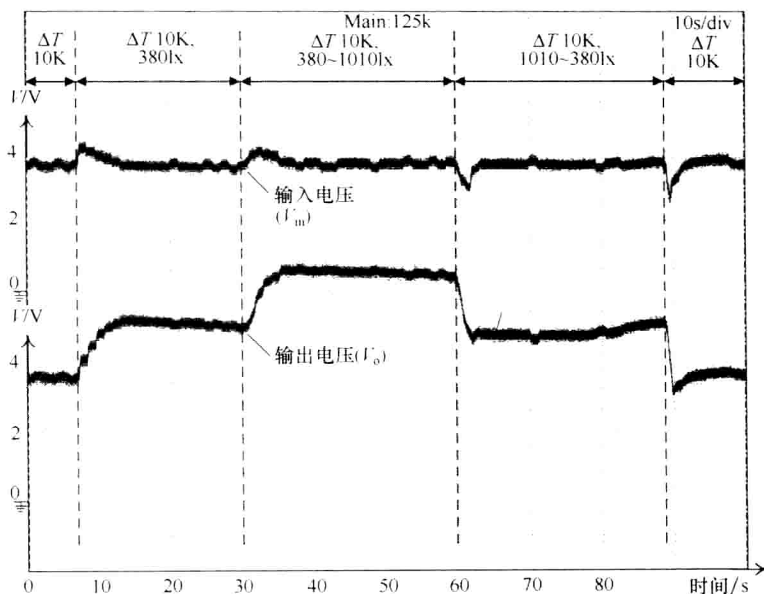


图 5.31　HEH 系统的性能

为了提高无线传感器节点的性能，将太阳能电池板暴露在太阳辐射照度为 1010lx 的室内环境中，如医院和工厂。参照图 5.31，在 30～60s 的时间周期内，HEH 系统在太阳光照强度为 1010lx 和温差为 10K 条件下收集更多的电功率为无线传感器节点供电。参照图 5.17 和图 5.20 中 1010lx 和 10K 的运行条件，将热能收集器和太阳能电池板的单个 MPP 相加所获得的功率是 727μW，而在两个并联的能量源中测量得实际收集的功率是 690μW。计算所得的功率值和测量的功率之间的差是 35μW。将两种功率的功率差以及稳压和 MPPT 变换器的功耗考虑在内，通过效率为 90% 的升压变换器用于负载供电的净输出功率是 621μW。这验证了从图 5.31 实验获得的收集功率，其中与阻抗 68kΩ 的负载相连的升压变换器其输出电压 V_o 大约是 6.5V。

5.3.6　本节小结

为提高室内无线传感器节点的性能，提出一种接近于最优的 HEH 系统。对单个子系统和混合型 SEH 和 TEH 系统进行理论研究和仿真，然后通过实验结果

进行验证，以便更好地理解 HEH 系统的特性。在本章中，使用功率管理电路的 HEH 系统已经成功地实施成一个可以用实验测试的硬件原型。基于功率分析，具有固定参考电压的 MPPT 机制的功率管理电路的效率是 90%，其中相关的传感、控制以及 PWM 生成电路消耗的功率约为 135μW。实验结果显示，在平均光照强度和温差分别是 1010lx 和 10K 的条件下，HEH 系统能够从两种能源同时收集电功率平均是 621μW，其功率值几乎是传统的单一热能收集方法的 3.3 倍，因此 HEH 系统提高了室内传感器节点的性能。

第 6 章 “无线”电功率传输

本章介绍了“无线”电功率传输的概念，与能量收集有着类似的目标，即为低功率的电子设备充电。无线功率传输（WPT）是系统将电能从功率源传输给负载而不用任何连接电线的过程。近 100 年前，还没有出现电网，天才发明家尼古拉·特斯拉设想未来巨大的铁塔可以将能量直接辐射到我们的家园，这些能量用于我们消耗[147]。但仅仅过了五年就已经研究了 WPT 在商业上的可行性和安全性方法并且产生了显著的利益，这主要是因为低功率电子设备，如笔记本电脑、上网本、智能手机、无线传感器节点的使用激增，以及它们更需要定期充电和电池维护。显而易见，WPT 产品能够增加便利和提高生活质量，但是该技术提供的环境和经济效益并不是那么明显。WPT 直接用于功率设备中比如时钟和远程控制器存在着巨大的潜力，这将大大减少全世界每年 60 亿电池的处理，当这些电池在焚烧炉中燃烧时，它们既是地下水污染的来源，也是有毒废弃物的生产者。在其他情况下，布线太昂贵、危险甚至是不可能的，WPT 也许是唯一的可利用的技术。

目前，已经提出了几种 WPT 技术，根据它们潜在的功率传输机制将它们按照范围、自适应以及效率进行分类，从而更好地理解其含义。远场 WPT 是使用传播的电磁（EM）波来传输能量的新兴技术之一。这种方法已经成功地应用到射频识别（RFID）标签的供电中，而 RFID 标签没有电池且运行范围大约是 10m[148-149]。远场 WPT 方法的缺点之一是方向性和传输效率之间固有的折衷。很多关于射频（RF）和微波系统的例子使用激光或高增益的天线在几千米的距离处传输功率，其传输效率高达 90%[150-151]。这些系统需要复杂的跟踪和校准设备以维持非结构化和动态环境的不间断布线（点对点）的连接。射频广播方法作为另外一种可选择的方法，允许功率在覆盖区域内任何地方以全向模式传输功率。在这种情况下，保持了流动性，但由于功率密度以 $1/r^2$ 减少使得端到端的效率损失，导致接收的功率水平比传输的功率低好几个数量级[152]。为了提供一个典型的壁挂式直流（DC）功率适配器的比较功率，系统将会违反射频安全规范[153]或者必须使用大量的发射机，这样势必导致不切实际的实施。因此，远场技术最适合于极低功率的应用，除非将它们应用在监管相对宽松的环境中，如军事或太空探索中。

根据 Low 等人[153]的研究，无辐射的近场电感耦合是实现 WPT 在几微瓦到几千瓦的功率等级的主要代表之一。由于随着发送和接收单元之间的距离增加，

电感耦合的功率输出和效率急剧下降，因此它的运行范围是受限制的。依赖于电磁波的电感耦合在距离低于发送信号波长处运行[154]。应用领域包括可再充电牙刷和最近激增的“功率”表面[155]。这些技术非常有效但传输距离仅限于1cm左右。另外，近场RFID通过牺牲效率而扩展了受限的距离。近场标签范围是几十厘米，但只能接收传输功率的1%～2%微瓦范围内的功率[148]。以前的文献证明了磁耦合谐振器可以应用在WPT中[156-158]，这表明磁耦合谐振器具有比远场方法更高效地传输功率的潜力，而且比传统的电感耦合机制传输的范围更广。然而，这些以前的研究受限于固定的距离和方向，当接收机偏离最佳运行点时其效率迅速下降。本章针对低功率电子设备的远程充电，探讨了两种类型的近场WPT技术：①电源线上电感耦合的WPT（见6.1节）；②具有磁谐振的强耦合WPT（见6.2节）。

6.1　从电源线上传输电感耦合功率

因为电感耦合允许远程电路的供电，还提供了一种装置用于交换两个传感器节点之间的数据，因此在过去的十年中电感耦合数量飞速增加。在如今的工业中，电感耦合应用中最重要的部分是与RFID相关[159]。RFID用于非接触式智能卡或对移动对象（如邮包）进行排序和定位。在许多建筑物中，用EM标签代替房门钥匙。然而，现有的技术利用近场WPT一般仅在有限距离内运行且具有非常低的效率，比如RFID标签。除了RFID应用外，电感耦合的功率传输和远程传感也广泛应用到传感器领域中。Yang等人[160]使用传感器网络探讨了电源线上分布式传感的概念。电源线跨距很长并且从远程变电站传感，就目前研究而言，它提供的分辨率很低。因此，沿着电源线长度的分布式传感与电感耦合供电的智能传感器允许很长时间内提取来自每个传感器的重要本地信息。将电感耦合与医疗应用相结合的许多可能性也是可预见的，例如永久性植入物监测各种参数，如糖尿病患者的胰岛素比率或眼内血压以及有缺陷感光体的视网膜刺激[161]。

虽然大量的文献已经提到了许多关于电感耦合功率传输（ICPT）的研究，例如Boys等人[162]和Kurs等人[163]，然而只有少数的研究针对无线传感器节点的磁能收集，像Yang等人[160]的研究，建议使用电感耦合通过高功率发送和配电线路为用于电网监控的传感器网供电。本节提出的磁能收集观点不同于Yang等人的建议。这项研究工作的主要目标是收集部署在住宅、商业和工业建筑的电缆产生的杂散磁能量。通过电感耦合，针对电能系统和设备的状态维修，所收集的杂散磁能用于无线传感器节点的供电。

6.1.1 磁能收集器

本项研究是关于通过电感耦合进行磁能收集，利用感应作为能量收集的技术。该技术建立在著名的安培定律和法拉第电磁感应定律相结合的基础上。安培定律描述了杂散磁能的磁通密度，可用于耐击线圈的感应。法拉第电磁感应定律指出耐击线圈感应电动势 V_{emf} 与流过环形线圈的磁通量 ϕ 的变化时间速率成正比。在耐击线圈输出端产生的感应电动势 V_{emf} 通过功率管理电路处理后存储在能量存储设备中（即电容器），然后存储的能量用于无线传感器节点的供电。

在实验测试中，磁能收集器的表征过程分为两个部分：①磁能（即由安培定律控制的磁场所包含的磁能）；②磁能收集器（即法拉第感应定律描述的由许多匝数为 N 的电线封住基于环形线圈的耐击线圈接口）。首先使用实验设置表征磁能，如图 6.1 所示。由于沿着载流电源线的磁通密度 B 是流过电源线的电流 I 和测量点与电导中心之间的半径距离 r_a 的函数，则确定磁场线变为可能，而磁场线是描述由电源线上的电流产生磁能的最好方式。

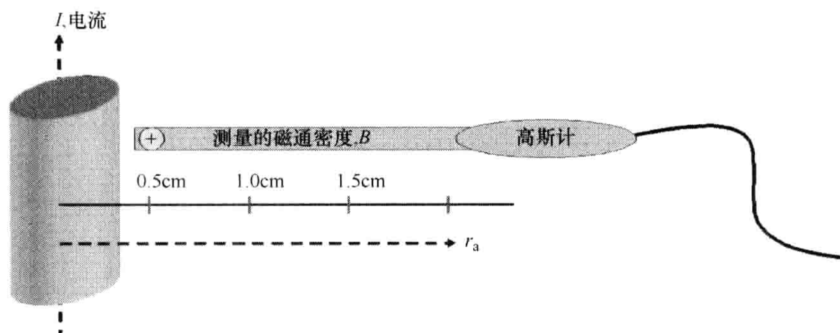


图 6.1 基于安培定律的磁能特性

表征过程的第二部分是确定基于环形线圈的磁能收集器的感应电压，在一个循环的铁氧体环形磁心上，用 N 匝铜导线物理地构造线圈，如图 6.2 所示。当铺设的载流电源线通过铁氧体磁心的中心时会产生磁场线，如图 6.3 所示。这些磁场线沿着铁氧体磁心和缠绕的铜线圈从而产生感应的交流（AC）电压。该感应电压与磁通线数量的变化率成正比，而磁通线的变化率由单位时间的环数和环上的线圈匝数 N 组成。换言之，感应电压与磁场 B、环形面积 A、线圈匝数 N 以及电流频率 f 有关。

图 6.4 所示的实验装置是用于测量载流电源线上基于环形线圈的磁能收集器的感应电压 V_{emf}[$=\omega NBA\sin(\omega t)$，楞次定律公式]。通过调节交流电源旋钮，电路中流动的电流在 1 ~ 4A 之间变化。由于沿电路流动的电流较高，因此利用功

率较高的电阻负载。针对在电源线一次侧流动的不同电流，所测量和计算的感应电动势（emf）总结在表 6.1 中。

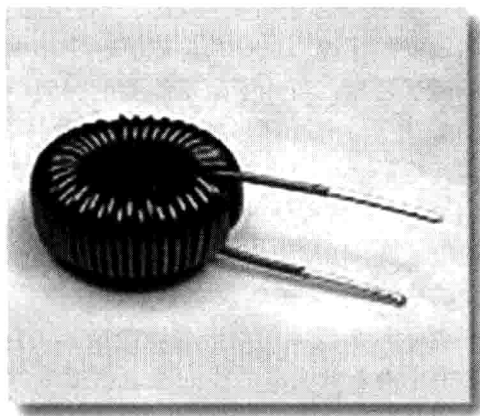


图 6.2　铁氧体磁心线圈的俯视图

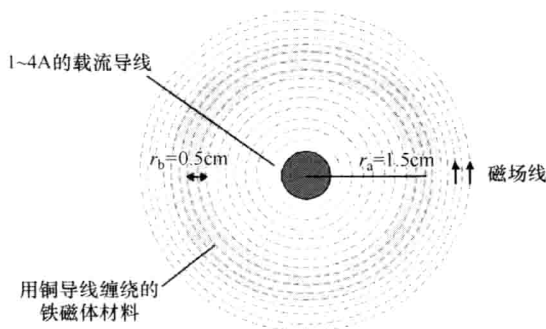


图 6.3　铁氧体磁心与载流导体的俯视图

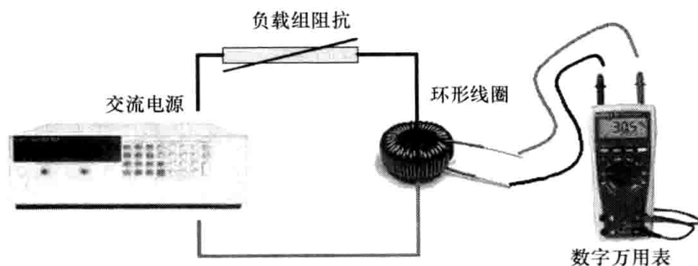


图 6.4　磁能收集器基于法拉第电磁感应定律的特性

表 6.1 针对电源线上流动的不同电流测量和计算感应电动势

测量并计算感应电动势 $V_{emf}=\omega NBA\sin(\omega t)$							
I，计算在电源线上流动的电流	μ_r	ω $2\pi f$ f是50Hz	N	B $\mu_0\mu_r I/2\pi r_a$ r_a是1.5cm	面积 (πr_b^2) r_b约为0.5cm	计算 V_{emf} (V_{rms})	测量 V_{emf} (V_{rms})
4A	1500	100π	500	0.08T	$2.5\times10^{-5}\pi$	0.987	1.025
3A	1500	100π	500	0.06T	$2.5\times10^{-5}\pi$	0.740	0.748
2A	1500	100π	500	0.04T	$2.5\times10^{-5}\pi$	0.493	0.449
1A	1500	100π	500	0.02T	$2.5\times10^{-5}\pi$	0.247	0.194

从表6.1中可以观察到，在主流电源线上电流从1A增加到4A，在距离导体中心1.5cm处得到的磁场B从0.02T增加到0.08T。因此，环形线圈的磁能收集器产生的感应电压增加。在表征过程中，基于电源线和500匝铜线圈的物理参数的实际考虑，将半径1.5cm设置为参考点。

6.1.1.1 磁能收集器的性能

为了研究磁能收集器如何在不同运行条件下实施，对磁能收集器进行实验测试。参照表6.1，由一个环形线圈构成的收集器其开路电压相当低，在0.2~1V范围内。为了实现较高的输出电压，将三组铁氧体磁心串联。改进的磁能收集器与不同的负载阻抗相连接，则电源线上源电流在1~4A范围内变动。这是为了发现收集器在不同输入和输出运行条件下的性能。将收集的数据分别绘制成电流-电压（I-V）曲线和功率曲线，如图6.5和图6.6所示。

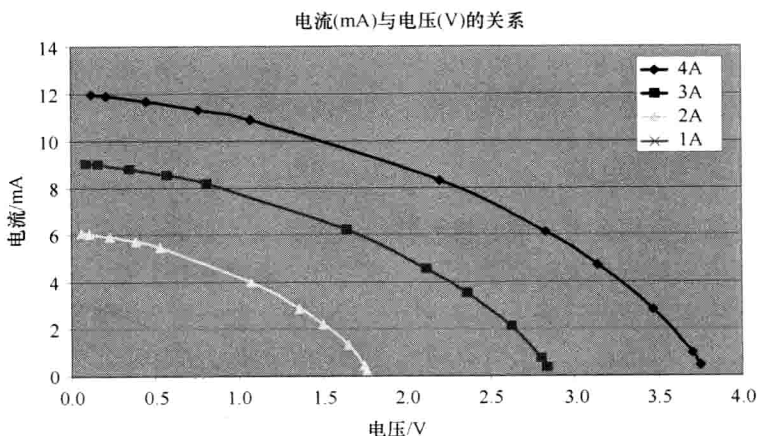


图6.5 在不同的输入电流条件下的电压-电流曲线

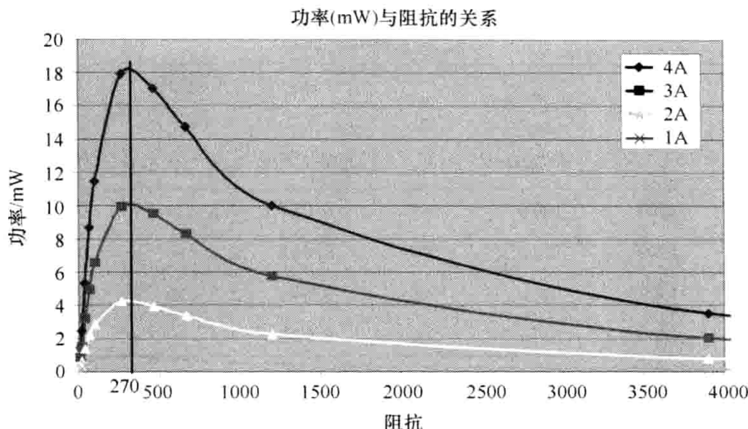


图 6.6　不同的输入电流在负载范围内收集的电功率

从图 6.5 所示的 *I-V* 曲线可以看出，当电源线上电流不同时，所得到的开路电压比原来增大了三倍，在 0.7 ~ 3.5V 范围内变化。虽然通过串联三个铁氧体磁心增加了收集器的输出电压，但当磁场很弱时，由于交流电源线上电流较低，则在一些运行点上的感应电压也相当低。因此，磁能收集器无法驱动输出的负载。所以由磁能收集器产生的这种较低的输出电压对功率管理电路的设计提出了艰巨的挑战。另一项分析是关于图 6.6 所示的功率曲线开展的，在负载阻抗是 270Ω 时得到最大的电功率。参照图 6.6，随着交流电源线上源电流从 1A 增加到 4A，所收集的电功率最大值从 1mW 增加到 18mW。然而，当源电流很低为 1A 时，辐射磁场变弱，则可供收集的功率最大值也大幅下降，降至 1mW 左右，这些功率可能不足以为 RF 发射机负载持续供电。因此，提出功率管理电路的设计是为了解决磁能收集器的低电压和低电功率的这种挑战。

6.1.2　功率管理电路

根据对磁能收集器进行的分析和特性表征，认为通过 ICPT 收集杂散磁能为低功率无线传感器节点供电的概念是一种可行的解决方案。图 6.7 中的框图说明了针对无线传感器节点的能量收集机制和其应用。由于电压源本质上是来自电源线上的交流，感应电压 V_{emf} 充当源到所连接的负载的一种可替代的电压。然而，RF 传感器节点［即调幅射频（AMRF）发射机］需要直流运行，因此感应电压必须经过整流变成直流后为设备供电。这种过程通过使用一个倍压器而不是标准的二极管全波整流器来实现，倍压器能够将较低的交流电压整流和放大成较高的直流电压。

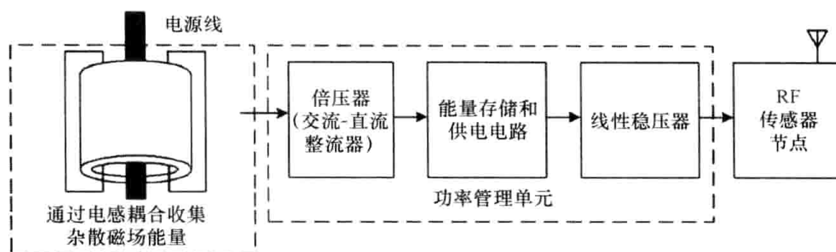


图 6.7 能量收集和 AMRF 发射机系统的框图

参照图 6.6 所示的功率曲线，由铜导线缠绕的铁氧体磁心两端产生的功率是几毫瓦。由于生成的功率水平有限，则磁能收集器为 RF 发射机持续供电是不可行的。为了克服这个缺点，Tan 等人[166]已经讨论了在能源和无线负载之间设计和插入一个有效的能量存储和供应电路。这样就确保了电能都能够存储在电容器中，而且存储的能量足以维持几个 RF 发射机的运行。当功率管理电路中存储电容器的能量足以运行 RF 发射机时，然后起动该发射机将数字编码信息发送到一定距离处的 RF 接收机。发射机消耗的能量取决于 12 位数字编码数据的发送数量。

在本项研究中，根据实际的现场条件定义实验设计规范。这些规范如下：①50Hz 的源频率，它是新加坡场景的操作频率；②将主流电源线上的电流设置为 4A；③每个线圈的匝数为 500。磁能收集器的优势在于它提供了灵活的设计参数，即包含 N、ω、B，收集器相应的设计适应于传感器节点在某些特定应用中不同的运行条件。整个磁能收集系统的实验装置由杂散磁能收集器、功率管理电路以及 RF 发射机组成，如图 6.8 所示。

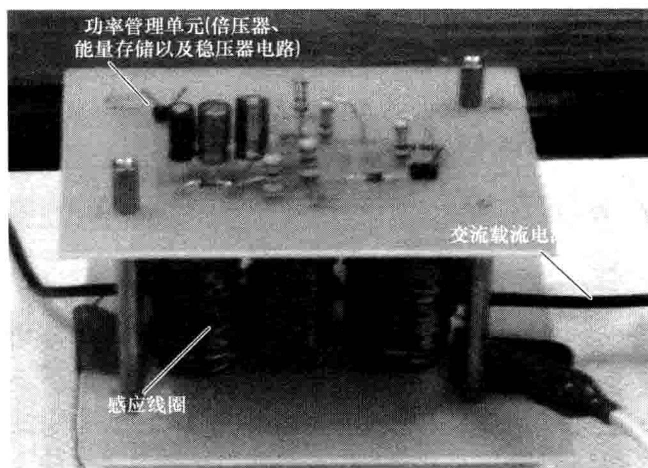


图 6.8 磁能收集器系统为 RF 发射机供电图

在RF发射机的功率要求和磁能收集器的电特性（N、ω 和 B）基础上，设计并成功地实施了一个磁能收集器原型。磁能收集系统原型的原理示意图如图6.9所示。该原型的设计类似于一个二次绕组变压器，它能够将来自载流导体单匝一次绕组的感应交流电压用于RF发射机的供电。首先使用倍压器将感应电压 V_{emf} 整流成直流电压。一旦来自二次绕组变压器的电压经过整流，流动的电流为电解质存储电容器C1充电，其中C1是用于功率存储和供电电路的电容器。驻留在功率存储和供电系统中的Q1和Q2金属氧化物半导体场效应晶体管（MOSFET）充当控制开关的角色，该系统启动一个开启或关闭的信号，使得存储电容器释放已存储的能量。起初，Q1和Q2两者都处于关闭状态，所以线性稳压器（MAX666）和RF AM发射机（RTFQ1-433）的接地线从C1处断开。随着C1的充电电压超过预先设定的电压值6.8V（根据图6.9中的感应电压 V_{emf} 确定预先设定的电压水平，齐纳二极管Z1预先设定的电压是6.2V，而Q1的栅极-源极结点电压是0.6V），打开控制开关Q1。一旦Q1开启，R2两端的电压降高于Q2的栅极-源极结点电压 $V_{gs(th)}$ 的阈值，从而激活控制开关Q2。一旦Q2被激活，则Q1被锁存。MAX666和AM-RTFQI-433的接地线与C1连通，允许C1通过电路放电。MAX666扮演低功率串行线性稳压器的角色，在C1放电的整个过程中，针对串行ID编码器（HT12E）和RF AM发射机（AM-RTFQ1-433）产生了稳定的电压+3.3V。当C1两端的电压低于4V左右时，R3两端的电压降导致Q1关闭，反而使得Q2处于锁存阶

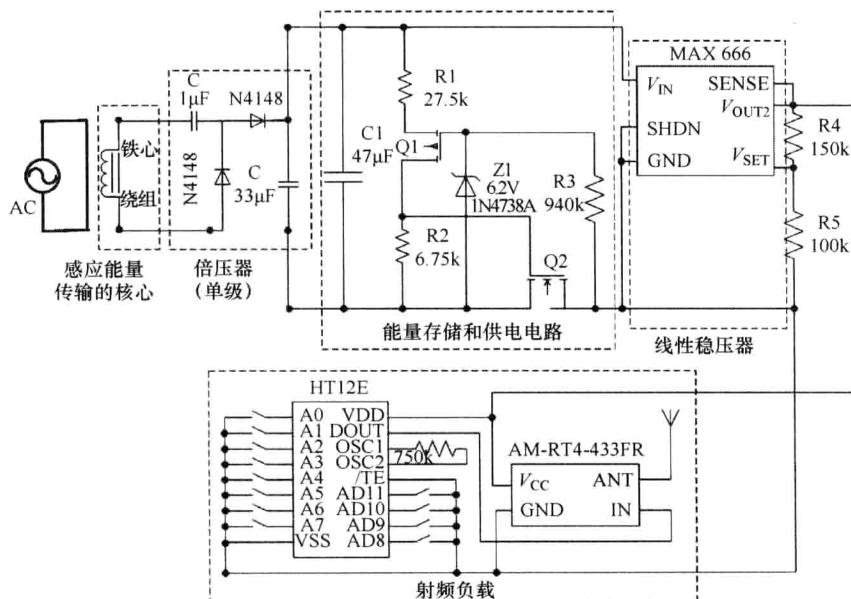


图6.9　磁能收集系统的示意图

段。当发生这种情况时，MAX666 和 AM-RTFQI-433 的接地线与 C1 断开，C1 放电结束。随着二次绕组的变压器继续产生 V_{emf} 到倍压器，则 C1 两端的电压增加，循环又重新开始。

6.1.3 实验结果

实验平台由一个 220V/230V V_{ac} 交流电源与一组 60Ω 的负载阻抗构成，其装置如图 6.10 所示，用于仿真电源线上 1 ~4A 的电流[167]。由于一次电源线是交流，则感应电压是交流电压。这个实验装置作为实验测试平台以评估磁能收集系统的性能。



图 6.10 磁能收集器的实验测试平台

图 6.11 显示了杂散磁能收集器的输出感应交流电压 V_{emf} 和倍压器电路的直流电压输出波形。从图中可以观察到感应电压信号是失真的正弦波而不是平滑的正弦波。这种现象是由于磁滞效应和环形磁心的磁饱和造成的。

一旦杂散磁能收集器的感应交流电压 V_{emf} 输入倍压器，倍压器电路输出双倍的直流电压。通过这样，进一步简化了功率管理电路的设计。变压器的二次绕组上的电压在倍压器中整流，然后电荷积累到能量存储和供电电路的电解质存储电

容器 C1 上。C1 的充电电压和放电电压分别是 4V 和 6.72V（见图 6.12）。存储在电解质电容器 C1 中的电能计算得 685μJ，其中电容器的电容值是 47μF。

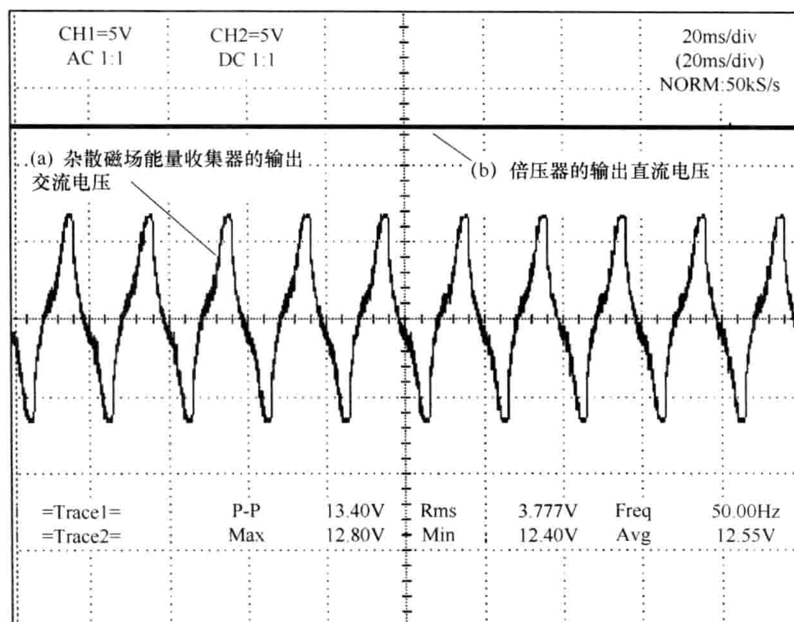


图 6.11　杂散磁场能量收集器的输出交流电压波形和倍压器的输出直流电压波形

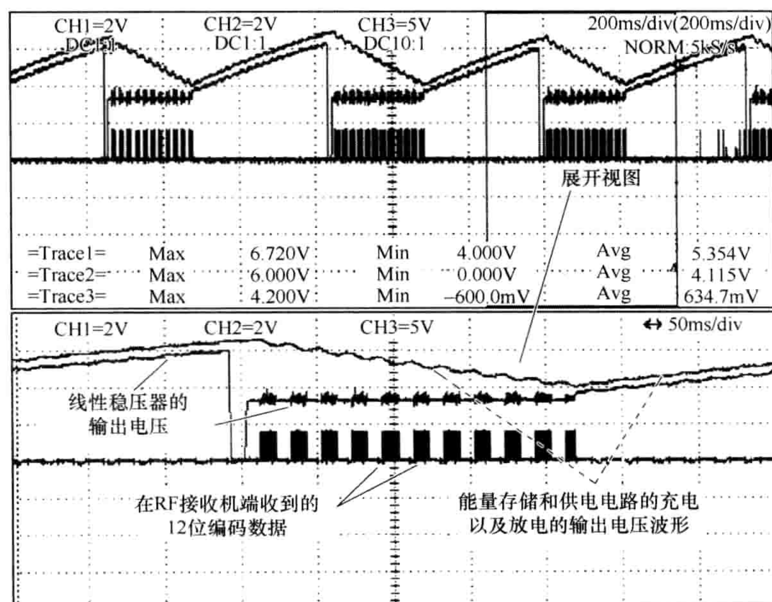


图 6.12　使用所收集的能量在 RF 接收机端接收到 12 位编码数据包的数量显示波形

对于每个 12 位的数据，一次传输所消耗的时间是 20ms，其中有效时间是 10ms，空闲时间是 10ms。在有效的传输时间内，RF 发射机负载所消耗的电源电压和电流分别是 3.3V 和 4mA。关于剩余的 10ms 时间，RF 发射机负载以待机模式运行，这意味着只消耗非常少的能量，所以忽略由 RF 发射机负载在空闲时间内消耗的能量是合理的。通过计算，RF 发射机负载发送一次数字编码数据所消耗的功率和能量分别是 13.2mW 和 132μJ。通过使用电感耦合在电源线上收集的杂散磁能，图 6.12 所示的实验结果验证了 RF 发射机能够成功地远程发送超过 10 个数字编码数据到接收机。通过在 RF 接收机接收的数字编码数据包的数量来验证这一结论。

在这个实验平台上，分别计算源和负载所收集和消耗的功率，如图 6.13 所示。该线形图显示了功率流通过电感耦合从所收集的功率到功率管理电路，其中功率管理电路由倍压器、能量存储和馈电电路以及稳压电路构成，然后再到 RF 发射机负载。从图上可以看出，由源产生的功率不足以为负载直接并持续地供电，因此在源和负载之间放置一个具有电源控制特点的能量存储元件。因此，RF 发射机不再保持一直运行状态，相反，它更像是一个间歇式的运行。虽然杂散磁能收集器可利用的能源量与其他收集的能源相比，其数量相对较小，但是 685μJ 的能量足以为其 RF 发射机负载供电，使得发射机能够以无线传输的方式发送几个数字编码的数据。实验结果证明，使用收集的能量足以让 RF 发射机成功地发送数据，如图 6.12 所示。这就意味着磁能收集器能够满足其目标。

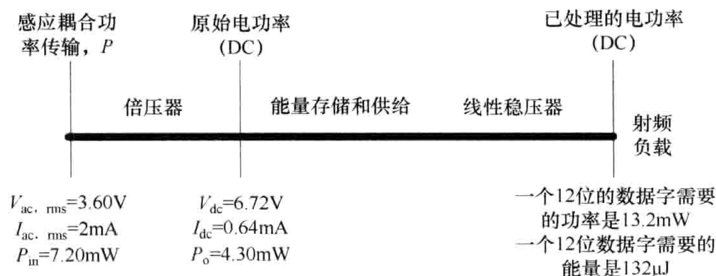


图 6.13 系统中功率流的线形图

6.1.4 本节小结

这项研究将电感耦合的概念应用到从电源线上收集无线功率。基于法拉第电磁感应定律和安培定律，设计一种基于环形的并用 500 匝电线缠绕的耐击线圈充当磁能收集器。磁能收集器通过电感耦合从一个 50Hz、4A、230V_{ac} 的载流电源线/电缆上收集磁辐射能量从而为无线传感器节点供电。对感应能量转换系统的原型进行设计和改进，并用于将收集的交流电压转换为直流电压，然后为存储电

容器充电以达到预先设定的存储水平。在此之后，所存储的能量释放到线性稳压器中为 RF AM 发射机提供 3.3V 的恒定电压，该发射机需要 132μJ 的能量用于通信。最后，在大于 70m 范围且具有广阔视野的开放区域里，自供电 RF 发射机工作原型能够发送 10 个 12 位数字信息的数据包。

6.2　通过强耦合磁谐振的 WPT

近年来，移动工具如笔记本电脑、苹果公司音乐播放器（iPod）、平板电脑（iPad）、手机以及数码相机等在消费世界里已经是最常见的工具。所有这些电子设备和工具通常是由交流主电源通过电源线或者需要定期替换或充电的碱性/可再充电电池充电。但是人们对这些事越来越感到厌烦，正如图 6.14 所示，当这些电池需要再充电时，人们的麻烦是如何查找电源线和多种电子设备的充电器这些配件的位置。当人们忘记替换一些电子产品的碱性电池时，由于碱性泄露和化学反应，它会损坏该产品，从而导致整个产品不能正常使用。在其他情况下，从主电源线到用户之间铺设大量的电缆也是很昂贵且危险的。除了技术问题，人们也担心电池的处理所引起对环境和经济的影响。

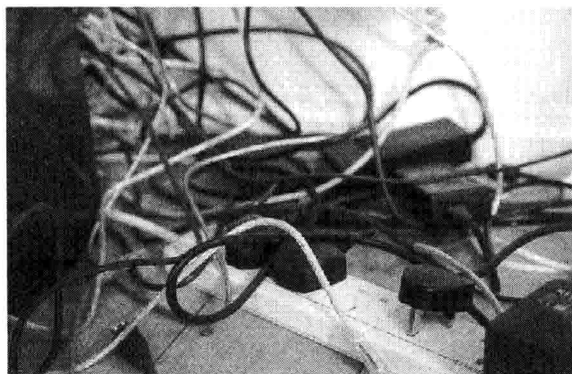


图 6.14　乱作一团的电源线和电源充电器

由于这些担忧，WPT 技术的出现能够处理这些挑战。WPT 既不是一个疯狂的想法，也不是一个很新颖的概念。如果 WPT 在实际应用中能够实现，则 WPT 技术成果可能革命性地改变消费者的电子设备和便携式工具的电能使用方式，以此减少对插入式电源和一次性电池的依赖，从而实现无线和无电池电子产品的最终目标。这里有几种基于充电器的无线产品[168]—Powermat、WildCharge、Fulton Innovation 的智能充电器和 Powercast 等—在市场上已经出售。这些有辐射和无辐射的 WPT 产品大多数用在几厘米的短距离近场应用中。一些应用实例包括常用

的电动牙刷充电器，它能够通过磁感耦合将功率传输给牙刷手柄，以及用于 iPhone 手机的无线感应充电器[169]等。为了延长无线能量的传输距离，Kurs 等人[163]首次指出具有磁谐振的 WPT 技术，随之这个概念已经被索尼公司实施和证明[170]。由索尼公司开发的原型系统能够在 50cm 的范围内达到 60% 的电源效率，且功率传输最大值是 60W。然而，随着线圈之间的距离略有增加，WPT 系统的效率和功率吞吐量急剧下降。因此，使用 WPT 技术的产品仍存在着改进的空间。这些产品中缺乏 WPT 技术与日常生活系统的结合和扩展。

本节的研究重点在于对具有最佳效率和形状系数的 WPT 谐振器线圈进行分析、设计以及实施，从而以连接方式为电子设备和便携式工具充电。本项研究分为两部分：①探讨不同的方法用以改进 WPT 技术在强耦合区域中运行的效率；②对高效率的 WPT 谐振器线圈进行组网，从而实现无线和无电池电子产品的最终目标。其中几种设计因素包括线圈尺寸、线圈结构以及线圈之间的配置和距离，通过探索和实验验证这些因素能够提高 WPT 系统的效率。然后将优化的谐振线圈进行组合，用于接收和中继从一个谐振线圈到另一个邻近的谐振线圈的电功率。通过这样做，每个设备之间的 WPT 距离减少，并且谐振线圈的形状系数在尺寸上变得更小，从而适应了移动设备的要求。因此在移动设备中利用 WPT 技术作为一种自我维持的便携式能源是可行的。

6.2.1 WPT 与磁谐振的概念原理

WPT 概念与一个空心变压器十分类似，空心变压器是指在变压器的一次和二次侧之间没有插入铁磁材料。交变频率的源功率与一次绕组相连，并建立一个不断变化的磁场，根据法拉第电磁感应定律，在一次绕组中产生感应电动势，然后该电动势在二次绕组中驱动一个感应电流。将二次绕组与一次绕组紧密地缠绕，以便最大限度地增加绕组之间的耦合，从而使得变压器的效率最大。由毕奥-萨伐尔公式给出磁场的强度：

$$|\mathrm{d}B| = \frac{\mu_o I \mathrm{d}l}{4\pi r^2} \tag{6.1}$$

随着一次绕组与二次绕组之间的间隔距离 r 的二次方增大，则绕组之间的磁感耦合度降低，因此 WPT 系统中变压器的效率也会极大地减少。为了增强磁耦合，Kurs 等人[163]讨论了 WPT 的磁谐振，即将一次（发送）和二次（接收）绕组调谐到同一谐振频率，利用磁谐振补偿由于间隔距离增大而导致的弱磁耦合。当某些频率的电磁波被物体吸引时，会出现磁共振，从而导致物体发生共振。物体发生共振的吸引频率取决于许多变量，包括分子结构、形状和物体的尺寸/长度。在 Jorgensen 和 Culberson[171]进行的实验中，作者用一次绕组发射瞬逝电磁波，而二次绕组会吸收这些电磁波。瞬逝波不同于普通波，因为瞬逝波适时振荡

而远距离时消失[171]。假设绕组具有相同的尺寸、形状和质量，在一定的频率（谐振频率）时一次绕组产生谐振并导致二次绕组也发生谐振。WPT 系统的概述如图 6.15 所示。

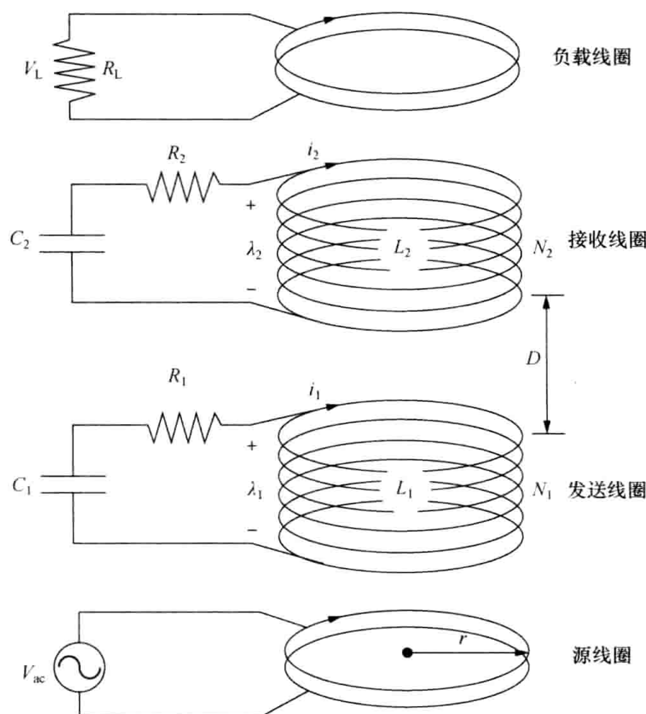


图 6.15　WPT 系统概述

根据 Kurs 等人[163]的研究，两个具有相同谐振频率的谐振物体易于有效地交换能量，而在外部的偏谐振物体会损耗相对较少的能量。在耦合谐振系统中，往往有一个通用的“强耦合”运行体制。如果在给定系统中运行这种体制，则预计能量传输是非常有效的。不管周围空间的几何结构，用这种方式几乎可以全向且高效地实施环境对象的中频功率传输，而这种传输是低干扰和低损耗的。基于磁谐振的概念，WPT 系统的发送和接收绕组由终端相连的具有导电回路的电容器制成。对于电感-电容（LC）配置的电路，其谐振频率由下式确定：

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{6.2}$$

式中　ω——谐振角频率；

L——线圈电感；

C——与绕组并联的外部电容器的电容值。

在谐振角频率 ω 处，电阻-电感-电容器（RLC）电路的作用就像一个振荡器/谐振器，在电容器 C 和电感器 L 之间传输能量，其中消失的电感器磁场产生一个绕组电流，它反过来对电容器充电，然后放电的电容器提供电流以激励电感器中的磁场。这种能量转换过程是周期性重复的。当 RLC 电路在其谐振频率运行时，电路阻抗表示为

$$Z = R + \mathrm{j}\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \tag{6.3}$$

当电感器和电容器的阻抗之差变为零时，则电路的阻抗是最小值，即 $Z = R$。因此，正如式（6.2）所示，在绕组和电容器构造的基础上，通过选择恰当的 L 和 C，使得 RLC 电路在其谐振频率上运行，设计出这样的 RLC 电路才是最令人满意的电路。

在这项 WPT 研究中，其目的在于探讨不同的方式以改进运行在强耦合机制下 WPT 技术的效率。根据耦合-模式理论，具有磁谐振的 WPT 系统的效率是耦合系数与损耗之间的函数 κ/Γ，其中 κ 是绕组耦合系数，Γ 是本征损耗率，效率由下式[163]表示：

$$\eta = \frac{\dfrac{\Gamma_{\mathrm{W}}}{\Gamma_{\mathrm{D}}}\dfrac{\kappa^2}{\Gamma_{\mathrm{S}}\Gamma_{\mathrm{D}}}}{\left[\left(1+\dfrac{\Gamma_{\mathrm{W}}}{\Gamma_{\mathrm{D}}}\right)\dfrac{\kappa^2}{\Gamma_{\mathrm{S}}\Gamma_{\mathrm{D}}}\right]+\left[\left(1+\dfrac{\Gamma_{\mathrm{W}}}{\Gamma_{\mathrm{D}}}\right)^2\right]} \tag{6.4}$$

其中源和设备分别由下标 S 和 D 注明，外部负载（下标 W）作为连接设备的电路阻抗。参照参考文献［163］，Kurs 等人描述了当 $\Gamma_{\mathrm{W}}/\Gamma_{\mathrm{D}} = [1 + (\kappa^2/\Gamma_{\mathrm{S}}\Gamma_{\mathrm{D}})]^{1/2}$ 时，WPT 系统的效率最大。此外，对于两个完全相同的绕组，$\Gamma_{\mathrm{S}} = \Gamma_{\mathrm{D}} = \Gamma$，WPT 系统的效率可以用下式表示：

$$\eta = \frac{\dfrac{\kappa^2}{\Gamma^2}\sqrt{1+\dfrac{\kappa^2}{\Gamma^2}}}{\left[\left(1+\sqrt{1+\dfrac{\kappa^2}{\Gamma^2}}\right)\dfrac{\kappa^2}{\Gamma^2}\right]+\left[\left(1+\sqrt{1+\dfrac{\kappa^2}{\Gamma^2}}\right)^2\right]} \tag{6.5}$$

为了提高 WPT 系统的效率，绕组的磁场必须是强耦合的，即绕组的耦合系数 κ 较高且本征损耗率 Γ 很低。如果 $\kappa/\Gamma \gg 1$，则具有磁谐振的 WPT 系统的效率可以用式（6.5）进一步推导如下：

$$\eta = \frac{\dfrac{\kappa}{\Gamma}}{\dfrac{\kappa}{\Gamma}+1} \approx 1 \tag{6.6}$$

因此，为了使得 WPT 效率最大化，需要考虑的一个重要因素是绕组耦合系数 κ[163]，它由下式给出：

$$\kappa = \frac{\omega M}{2\sqrt{L_1 L_2}} \tag{6.7}$$

式中　L_1 和 L_2——一次绕组和二次绕组的电感；

M——绕组的互感，利用简单近似法由毕奥-萨伐尔定律得出绕组的互感，由下式表示：

$$M = \frac{\mu_o \pi N^2 r^2 r_b^2}{2(r^2 + D^2)^{1.5}} \tag{6.8}$$

式中　$\mu_o = 4\pi \times 10^{-7} NA^{-2}$——自由空间的介电常数；

r 和 r_b——一次绕组和二次绕组的半径；

N——绕组的匝数；

D——绕组之间的距离。

另一个要考虑的因素是 WPT 系统的本征损耗率 Γ，它将在下一个公式中讨论[163]，由欧姆或吸收损耗 R_{ohmic} 和辐射损耗 $R_{radiative}$ 表示。用下式定义本征损耗率为

$$\Gamma = \frac{R_{ohmic} + R_{radiative}}{2L} \tag{6.9}$$

对于匝数为 N、半径为 r、高度为 h 且电导率为 σ 的电导线制成的绕组，其欧姆电阻表示为

$$R_{ohmic} = \frac{1}{4\pi a}\sqrt{\frac{\mu_o \omega}{2\sigma}} = \frac{rN}{2a}\sqrt{\frac{\mu_o \omega}{2\sigma}} \tag{6.10}$$

其中半径为 a 的电线总长度 l 是 $2\pi rN$。除了欧姆损耗，在辐射电阻中还存在功率损耗，由下式给出：

$$R_{radiative} = \sqrt{\frac{\mu_o}{\varepsilon}}\left[\frac{\pi N^2}{12}\left(\frac{\omega r}{c}\right)^4 + \frac{2}{3\pi^3}\left(\frac{\omega h}{c}\right)^2\right] \tag{6.11}$$

根据 Kurs 等人[163]的研究，式（6.11）的第一项是磁偶极子（假设 $r << 2\pi c/\omega$，其中 c 是光速），第二项是绕组的电偶极子。在 WPT 系统的这些参数中，第二项远远小于第一项，所以为了简化表达式，可以省略式（6.11）的第二项。通过替换 ω 和 c，辐射电阻被简化为

$$R_{radiative} = \sqrt{\frac{\mu_o}{\varepsilon}}\left[\frac{4\pi^5 N^2}{3}\left(\frac{r}{\lambda}\right)^4\right] = 15600\pi^2 N^2\left(\frac{r}{\lambda}\right)^4 \tag{6.12}$$

如以上提到的系统运行在强耦合机制下，κ^2/Γ^2 项必须远远大于 1，以此实现一个高效的 WPT 系统。参照式（6.7）和式（6.9），耦合-损耗的比率 κ/Γ 可以表示如下：

$$\frac{\kappa}{\Gamma} = \frac{\omega M L}{(R_{ohmic} + R_{radiative})\sqrt{L_1 L_2}} \tag{6.13}$$

发送和接收绕组的基本的配置是假设它们具有相同的尺寸，WPT 系统在调谐的谐振频率处。替换 $L_1 = L_2$ 且两个绕组的半径相等 $r = r_b$，对式（6.13）进一步阐述如下：

$$\frac{\kappa}{\Gamma} = \frac{\mu_o \pi r^3}{(r^2 + D^2)^{1.5}} \left[\frac{N}{\frac{1}{a}\sqrt{\frac{\mu_o \omega}{2\sigma}} + \frac{\pi N r^3 \omega^4}{6c^4}\sqrt{\frac{\mu_o}{\varepsilon_o}}} \right] \tag{6.14}$$

参照式（6.14），可以观察到式中有一些因子在耦合-损耗率中起着显著的作用，因而提高了 WPT 系统的效率。这些因子包括电线的电导和半径、线圈尺寸（即半径和匝数）、两个绕组之间的距离以及 WPT 系统的运行频率。式（6.14）高度依赖于各种不同的设计因素、因此有必要找到一种 WPT 系统的最佳配置。通过仿真和实验从而确定这些设计因素之间的关系和系统的效率。

6.2.2 仿真结果

为了提高 WPT 系统的效率，进行四个不同的仿真以确定系统的效率和设计因素之间的关系：①频率 f；②线圈半径 r；③绕组匝数 N；④两个绕组之间的距离 D[173]。所有的仿真都是基于式（6.6）和式（6.14）分别表示的效率和耦合-功耗比率。

6.2.2.1 效率与频率的仿真

在这个仿真中使用两个圆柱形绕组，其基本配置定义如下：半径为 7.5cm 的绕组由匝数 N 为 5 的铜线（SWG12）和半径 a 为 0.13208cm 且电导率是 59.6×10^6S/m 的导体构成。两个绕组之间的间隔距离 D 是 10cm。在 1Hz ~ 1000GHz 的运行频率范围内对 WPT 系统的效率 η 进行仿真，其仿真结果绘制在图 6.16 中。

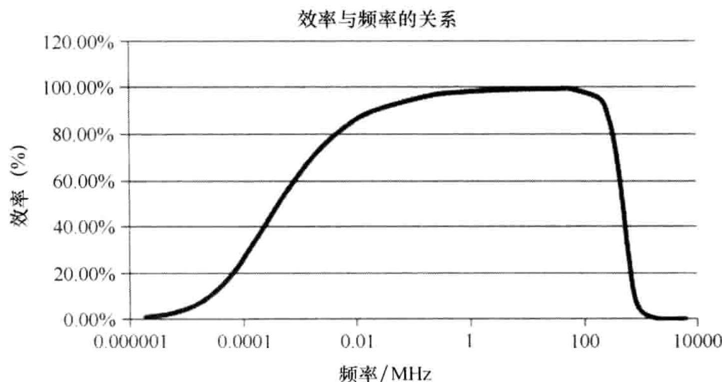


图 6.16 WPT 系统在不同运行频率下的效率

从图 6.16 中可以观察到，WPT 系统的效率在 1Hz ~ 1000GHz 的频带上是最

佳的。这个最佳频带在强耦合机制下功率传输最大，其中 $\kappa/\Gamma \gg 1$。随着运行频率远离强耦合机制，WPT 系统的效率开始降低。在较低的频率区域内，绕组之间的耦合强度变弱，如式（6.7）所述。类似地，在较高的频率区域内，具有辐射性的欧姆电阻其功耗变得显著，正如式（6.9）所述。只有在耦合-损耗率平衡时，WPT 系统的效率才能达到最高。

6.2.2.2 效率与绕组半径的仿真

与上面的仿真一样，除了绕组的半径在 5～100cm 变化外，使用两个绕组相同的基本配置。结合不同商业应用的需要而选择不同范围的半径，例如小型的生物医学设备和电动车。对于每个绕组半径在 1Hz～1000MHz 频率范围内的功率曲线如图 6.17 所示。

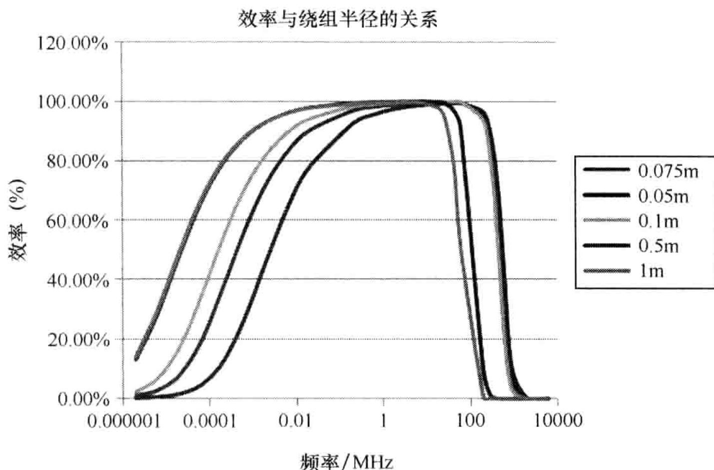


图 6.17 WPT 系统在不同的绕组半径条件下的效率

参照图 6.17，可以观察到，随着绕组半径的增加，最佳效率带向图的左侧偏移且加宽。值得注意的是，对于 1～50MHz 之间的任何频率，绕组的不同半径在 5～100cm 之间的 WPT 系统效率仍然保持其最佳值。以 100kHz 的运行频率为例，从图 6.17 中可以观察到对于半径是 5cm 和 100cm 的绕组，WPT 系统的效率分别是 60% 和 95%。当绕组半径改变时，系统效率之间存在着大约 35% 的显著差别。因此，具有半径为 5～100cm 的线圈，WPT 系统要求运行频率是 1～50MHz，以此实现系统的最大功率吞吐量。

6.2.2.3 效率与绕组匝数的仿真

在这种情况下，每个绕组的匝数分别是 3、5 和 7，以确定 WPT 系统在频率范围内的效率。根据式（6.8）可以看出，绕组的互感 M 是匝数 N 二次方的函数。随着 N 增加，M 也随之增加，耦合系数 κ 也是如此，其中它们之间的关系

如式（6.7）所描述。仿真结果如图6.18所示。

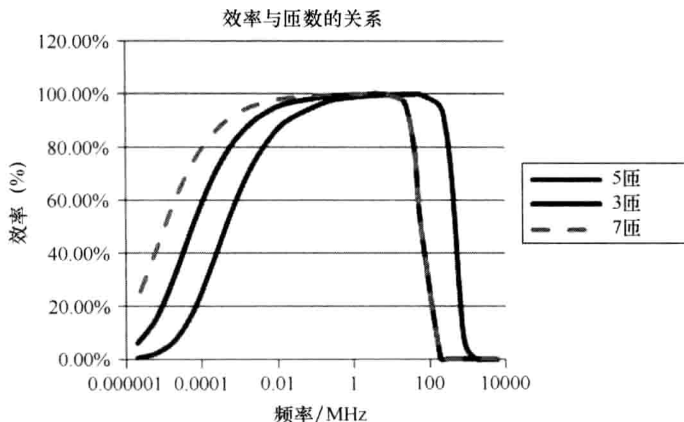


图6.18 WPT系统在不同绕组匝数下的效率

像前面的情况，从图6.18中可以观察到，当匝数从3变为7时，最佳效率带开始再次偏向较低频率的区域。这是因为欧姆和辐射电阻以及耦合系数κ的变化导致WPT系统的效率发生改变，正如式（6.10）和式（6.11）分别表示。

6.2.2.4 效率与距离的仿真

正如式（6.8）表示，绕组的互感与绕组间的间距D的三次方成反比。随着两个绕组之间的距离增加，由式（6.7）所描述的绕组间的互感减小。距离因子对WPT系统的其他性能指标没有产生影响。在这个仿真中，两个绕组间的距离在5～100cm之间变化，绘制出1～1000GHz的范围内系统的效率，如图6.19所示。

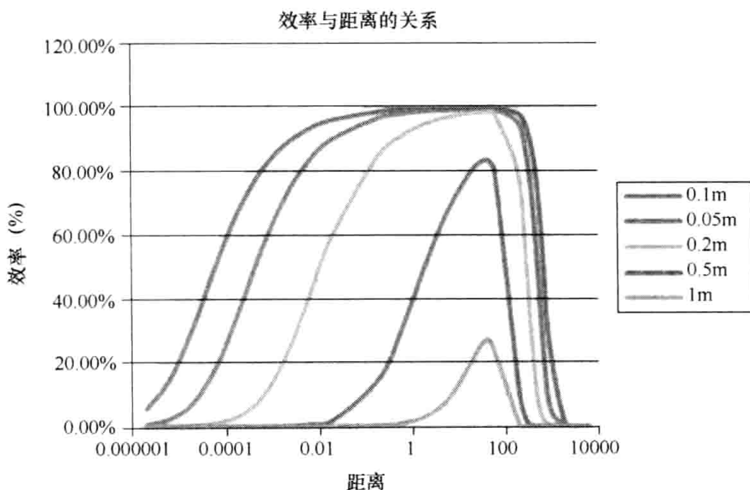


图6.19 WPT系统在不同间隔距离条件下的效率

参考图6.19，可以观察到，对于较短距离（即5cm和10cm），由于绕组之间的强耦合，最佳效率带或多或少地保持相同。随着间隔距离开始增加，WPT系统的效率随之减少。在距离为50cm处，系统可达到的峰值效率下降约80%。当绕组之间的间隔距离增加到100cm时，WPT系统的效率会持续减少约30%，是50cm对应的效率的两倍。在进行仿真之后，已知WPT效率和设计因素之间的关系，则可能会更好地理解最佳WPT系统的实验设计。

6.2.3　WPT系统的特性

通过实验观察WPT系统的性能，其中有三个突出的设计参数：①频率；②距离；③负载。也研究了其余的设计参数，然而它们的影响并不像前三个参数那么明显。

6.2.3.1　效率与频率的实验

参照6.2.2节的仿真，仿真结果表明WPT系统的效率在最佳运行频率处最大。而这个最佳效率在强耦合体制下获得，其中$\kappa/\Gamma \gg 1$，并且功率传输也是最大值。该仿真得出相同的推论：随着运行频率偏离强耦合体制，WPT系统的效率开始减少。其实验结果绘制在图6.20中。

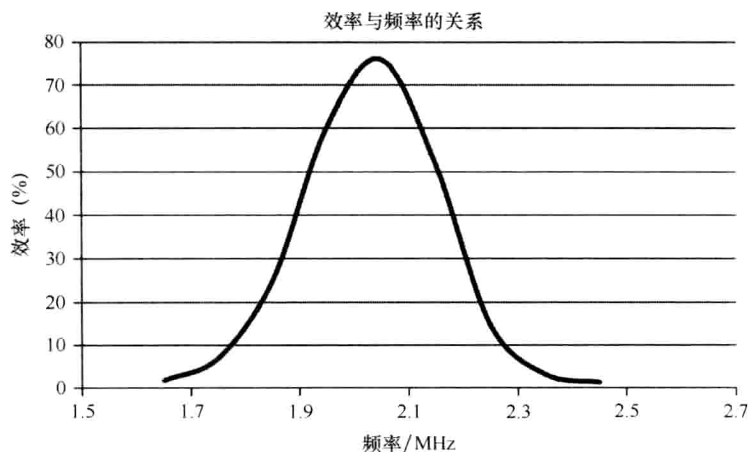


图6.20　WPT在不同运行频率下的实验效率

图6.20验证了WPT系统的谐振频率是2.05MHz，也处于1～40MHz的仿真频率带上。WPT系统在谐振频率处可获得的效率大约是75%。偏离2.05MHz的谐振频率大约±10%，从图6.20中可以观察到WPT效率急剧下降至小于15%。为了实现高效的WPT，设计一种运行在谐振频率处的WPT绕组是很有必要的。

6.2.3.2 效率与距离的实验

在这个实验中，功率源的运行频率设置在 WPT 系统的 2.05MHz 的谐振频率处，发送和接收绕组之间的间隔距离在 40cm 的传输范围内。收集的实验结果绘制在图 6.21 中。

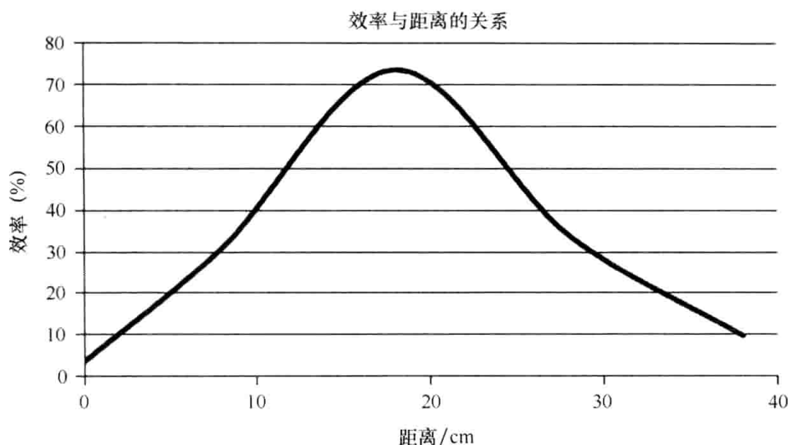


图 6.21 WPT 系统在间隔距离范围内的实验效率

参照图 6.21，可以观察到 WPT 系统的效率最大值位于 20cm 的间隔距离处。超过 20cm 的距离时，绕组被进一步分隔，发送和接收绕组之间的互感变得越来越弱，无线传输到负载的电功率也随之变得越来越少。反之，当两个绕组彼此接近时，绕组之间的互感变得更强，同时反电动势增加。该反电动势是指感应电流产生的电压或电动势。电动势由不断变化的电磁场引起并且用楞次电磁定律表示。该电压的极性是任一时刻的输出电压的反向。当不断变化的磁场在绕组中产生电动势时，由流动的电动势引起电流。流动的电流将反过来产生绕组中的磁场，该磁场与最初创建的磁场方向刚好相反，最终减少了绕组中的感应电动势。因此，从图 6.21 中可以看出，随着两个线圈之间的距离减少，由于反电动势的影响，WPT 系统的效率也会降低。

6.2.3.3 效率与负载的实验

一旦固定 WPT 系统的谐振频率和间隔距离分别为 2.05MHz 和 20cm，10Ω ~ 10kΩ 范围内的负载阻抗与负载绕组相连，那么就能够确定 WPT 系统的特性。图 6.22 显示了 WPT 系统在不同负载条件下的效率曲线。

参照图 6.22，可以观察到在 220Ω 的匹配负载阻抗处可获得的 WPT 最大效率是 75%。然而，对于其他负载条件，电力负载要么非常轻要么很重，偏离了 WPT 系统中负载绕组的内部阻抗，则系统的效率会显著下降。

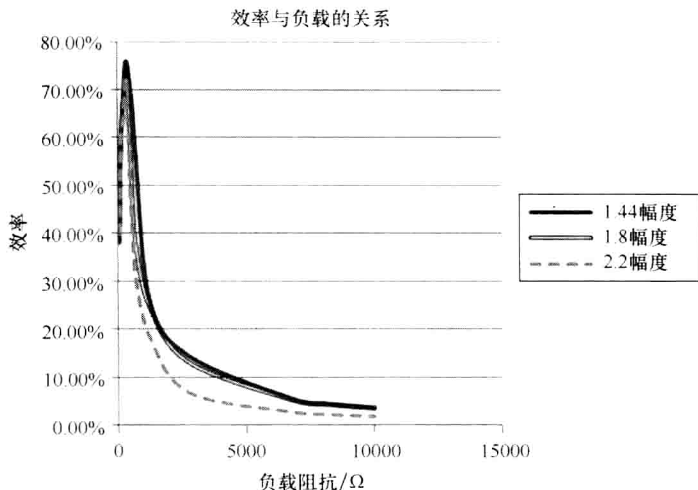


图 6.22　WPT 系统在不同负载条件下的实验效率

6.2.4　实验结果

WPT 系统的实验装置由一个高功率且高频的交流源、一组发送和接收的负载绕组、电力测试负载以及一个示波器组成，如图 6.23 所示。实现来自于交流源的高功率且高频电源的目标是极具挑战性的，但是使用低功率的高频信号发生器和高功率的放大器就能够成功地实现这个目标。其中高频信号发生器能够产生高达 500MHz 的交流信号，并将高频交流信号传输到功率放大器进行放大。

6.2.4.1　WPT 系统为电力负载供电

通过实验对 WPT 系统进行测试，使用电子设备作为系统的负载而不是电阻，以证明和确定系统的 WPT 能力。为了在 WPT 研究中增加物理特性，使用一个 12V 的灯泡。图 6.24 显示 12V 的灯泡位于发送和接收绕组之间距离为 20cm 处。

基于实验结果，图 6.24 显示的 WPT 系统能够在 20cm 的距离处发送一个 1W 的输出电功率给灯泡，其效率大约是 51%。在实验过程中，每当绕组的间距超过 20cm 的极限时，灯泡的亮度迅速减弱。这种现象是由于 WPT 系统的效率较低和绕组间的耦合减弱引起的。针对不同的 2.4V、3.6V 和 7.2V 的灯泡进行同样的实验，它们的实验结果包括源绕组的输入功率 P_{in}、负载绕组的输出功率 P_{out} 以及 WPT 系统的效率 η_{WPT}，这些结果都记录在表 6.2 中。

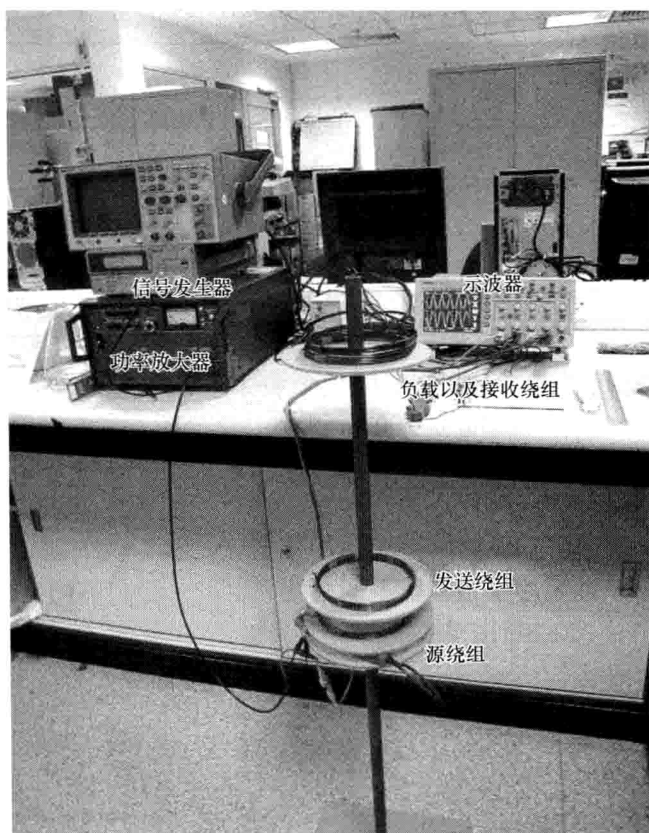


图 6.23 WPT 系统的实验装置

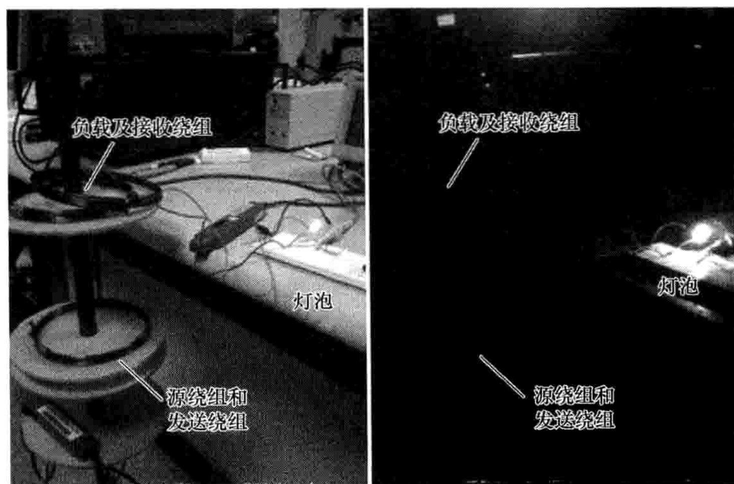


图 6.24 瓦特级 WPT 的证明

表 6.2 WPT 系统为不同灯泡供电的效率

灯泡额定电压/V	距离/cm	V_{in}/V	I_{in}/A	V_{out}/V	I_{out}/A	P_{in}/W	P_{out}/W	η_{WPT}(%)
2.4	15	5.9	0.12	1.05	0.32	0.708	0.336	47.5
2.4	20	6.5	0.28	1.64	0.39	1.820	0.640	35.2
3.6	20	7.2	0.29	2.05	0.39	2.088	0.800	38.3
7.2	20	8.1	0.26	2.40	0.35	2.106	0.840	39.9
12	20	8.5	0.25	3.17	0.34	2.125	1.078	50.7

参照表 6.2 可以观察到，在不同的负载条件下（即 2.4 ~ 12V 的灯泡），WPT 系统的输出功率和效率分别为 0.6 ~ 1W 以及 35% ~ 50%。表 6.2 中值得注意的一个有趣现象是，对于 2.4V 的灯泡，随着绕组间距从 20m 减少到 15m，WPT 效率提高了原来的 1/3 以上，大约是 47.5%。这种现象与 6.2.2 节仿真得出的结论是一致的。一旦研究一对一的 WPT 系统，如图 6.25 所示，那么设计以下的实验目的在于证明多个设备供电的概念，也就是说，不同几何形状的 LED 负载 1 和灯泡负载 2 在相同的谐振频率下运行。

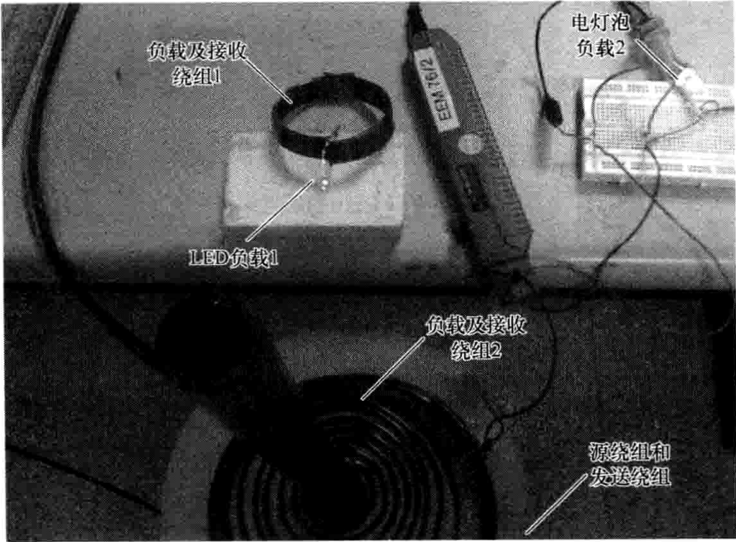


图 6.25 为多个负载供电以及外部物体的影响

参考图 6.25 可以看出，单一源和发送绕组能够为两个独立的负载供电，基于式（6.2）给定的基本方程，将不同几何尺寸的接收绕组 1 和 2 通过调整它们的电容值以调谐到相同的频率。相同的 WPT 源将 LED 和灯泡负载都点亮，这表

明 WPT 系统具有以无线方式为多个电子设备传输功率的能力。图 6.25 中另一个值得注意的有趣现象是，较小的绕组（即负载和接收绕组 1）放置在桌子上而超出源绕组的视野范围，但是电磁波仍然能够为负载供电而不受发送和接收绕组之间外部物体的相互影响，比如木桌和钢桌。这就是使用谐振电磁波的独特优势之一，因为谐振电磁波并不与非磁性材料相互作用，比如塑料和木材。即使发送和接收绕组之间存在磁性材料，如图 6.25 所示，其中负载和接收绕组 1 放置在由木材和钢制成的桌子上，能量仍然能够以无线方式传输给 LED 负载 1。这是因为谐振的基本性质决定了谐振物体与其他非谐振外部物体之间的相互作用十分微弱，因此电能损耗也很少。

6.2.4.2 WPT 谐振器绕组的网络

本项 WPT 研究的另一个目的是将高效的 WPT 谐振器绕组组网，从而实现无线和无电池的电子产品的最终目标。所设计的谐振器绕组连接在一起组成网络，如图 6.26 所示，使得网络中每个谐振器绕组能够根据 WPT 路由接收和中继电功率到其邻近的谐振器绕组，图 6.26 中的虚线描述了 WPT 路由。



图 6.26 谐振器以网络形式来接收和中继电功率

参考图 6.26，在移动工具中（例如，照相机、iPhone 手机、笔记本电脑等）配备谐振器绕组，每当这些移动工具进入房间时，更确切地说，进入 WPT 网络时，它们将被充电。在充电过程中，谐振器绕组也会扮演传输接收的电功率给其邻近移动工具的角色。通过这样，有可能减少每个移动工具之间的 WPT 距离，

因此谐振器绕组的形状系数可能更小以适应这些移动工具。所以利用 WPT 技术作为移动工具的自持便携式能源是可行的。图 6.27 显示了使用谐振器绕组（谐振器#1和#2）网络为源和发送绕组间隔距离 60cm 远的 LED 供电。



图 6.27 谐振器绕组接收和中继电功率到另一个邻近的谐振器绕组

与 6.2.4 节的实验中使用一对发送和接收绕组相比，可以观察到，如果在发送和接收绕组之间放置一个额外的谐振器绕组（即谐振器#1），则 WPT 系统的发送范围从 20cm 增加到 60cm。参照图 6.27 可以观察到，中间的谐振器绕组既充当下一个谐振器#2 的源，又是后续谐振器绕组的中继能源。虽然使用更多的谐振器绕组能够延长 WPT 距离，但 WPT 系统的最佳设计应考虑每一跳所消耗的额外欧姆功率。因此，该实验成功地验证了谐振器绕组组网可以在较大的无线传输范围内高效地传输电功率，从而满足目标的应用需求。

6.2.5 本节小结

使用自谐振绕组在强耦合体制下运行的概念已经在实验中得到成功地验证。这个过程明显优于简单的电感耦合。分析了概念背后的公式和理论，并进一步推导和仿真，这些过程有助于优化设计相应的系统。在实验中不断改变各种设计因素，比如谐振频率、负载和距离，所得到的实验仿真结论与公式理论推导的结果是一致的。实验结果显示，WPT 系统的输出效率是 1W，效率为 51%，可以成功地传输到负载为绕组间距 20cm 处的灯泡供电，其中绕组的半径是 7.5cm。

第7章　结论和未来的工作

本章总结了本书的所有内容，它简要地重述了本书中记录的研究意义、确定问题领域并在每个问题领域取得的研究成果。最后指明了未来研究的方向。

7.1　结论

本书涵盖了各种优化的能量收集（EH）系统的设计、分析以及实施，以维持自主式无线传感器节点的运行。传统中这些微小的、灵敏的且廉价的传感器节点连接成一个无线传感器网络（WSN），并由碱性电池或可充电电池为它们供电。它们散布在目标部署区域以便监测和控制远程位置的物理环境，而这些地方通常是人类很难或太过危险到达的位置。然而随着WSN的覆盖区域增大，需要大量的传感器节点密集分布，随之而来是这些用电池运行的传感器节点的供电问题。传感器内建的电池能量有限，所以无线传感器节点运行一段时间后，电池耗尽使得传感器节点进入待机状态。因此，传感器节点的能源有限问题变得尤为突出，当有人考虑用有线电缆或者更换电池为传感器节点提供电能时，其昂贵的成本令人望而却步。此外，为了方便部署和使用，无线传感器节点必须非常小，相当于几立方厘米，这样体积很小的设备消耗电池所存储的能量是非常有限的，因此严重限制了微型电池为节点供电的寿命。

随着EH作为一种高效潜在的解决方案出现，传统的电池供电的WSN转变为真正的自主式可持续的能量收集无线传感器网络（EH-WSN）。本项研究的重点在于设计和实施EH系统以解决无线传感器节点面临的能量供应问题。在一个EH系统中通常有四个主要部分：能量收集器（源）、功率管理电路、能量存储设备以及无线传感器节点（负载）。每单位质量或体积的输出功率（即功率/能量密度）是能量收集器的关键性能指标。基于每个环境能源的特性和能力，设计的EH系统适合目标应用和其环境条件以及事件/任务的要求。基于风能收集（WEH）、热能收集（TEH）、振动能收集（VEH）、太阳能收集（SEH）、混合能量收集（HEH）以及磁能收集系统，设计了各种类型的可再生EH系统，并实施硬件原型作为概念的证明。为了优化这些EH系统，将收集的功率调节成适当的形式要么为系统电池充电，要么为连接的负载直接供电。通过实现EH源和电子负载之间恰当的负载阻抗匹配，使得收集的能量有效利用且最大化。已经介绍并实施了几种不同类型的基于电功率的管理电路，例如有源交流-直流（AC-

DC）变换器、具有最大功率点跟踪（MPPT）的直流-直流（DC-DC）变换器、能量存储和锁存电路以及其他等。

7.2 未来研究工作

在这项EH研究中，从少量的方案开始到目前已经实现的技术，针对其关键问题开展了宽度更广且更深入的研究。然而，仍然有待进行更多的研究，改进和进一步优化。未来有可能的研究工作包括以下方面。

对于直接的WEH研究，因为未优化的发电机在其额定速度下运行，所以发电机的效率相对较低。为了克服这个问题，已经建议几种方法用于改进发电机的效率，如在风力发电机（WTG）中心和发电机之间引入一个变速箱，将两极发电机修改成一个倍数发电机。除了发电机之外，风力机本身是另一个未来可能研究的领域。风力机叶片的可靠设计以适应部署点的风速轮廓线，从而提高空气动力效率。关于间接的WEH研究，通过压电悬臂梁效应，分析风能到电能的转换过程，使用计算机辅助软件提高这种分析过程，比如有限元分析软件（Ansys）。通过这样做，具备风速的先验知识就能够估计出基于振动的压电风能收集器收集的功率。此外，优化收集器的机械谐振结构以满足目标应用的需要。

在VEH系统中，由基于冲击力的压电能量收集器提取的能量足以为射频（RF）发射机负载供电。然而，在使用过程中只用到由振动能量收集器提取的一小部分能量。因此，未来的研究中，使用专门的功率管理技术优化能量提取过程，诸如同步电荷提取（SECE）、并联或串联同步开关收集电感器（SSHI）等。此外，有必要进一步研究具有类似高性能的且在商业上可行的、更便宜的材料。研究基于冲击力的VEH的商业化，这一步也是很有必要的。

已经用一个硬件原型证明了从两个可再生能源中收集混合能量，以产生比单一EH能源更多的电能。通过使用针对每个EH能源或者直接与能源并联的能量转换器进行扩展两种能源。除了并联配置外，未来研究应该考虑以串联方式叠加可再生能源以产生更高的电压同时产生更多的电能。此外，值得探讨从周围环境可利用的两种以上的能源中收集能量。随着从不同的能源中收集更多的电能，无线传感器节点的可靠性也得到改进。

最后，本书已经提出并验证了电感耦合的磁能收集概念。研发了一种合适的功率管理电路，从而在磁能收集器和电力负载之间建立连接的桥梁。然而，源和负载之间的阻抗没有恰当地匹配。因此，未来的研究研发一种智能控制的电功率转换器，以实现源和负载之间的阻抗匹配。有了这种合适的阻抗匹配机制，则磁能收集器能够收集最大的功率。这种过剩的EH有助于电力负载的运行。关于无线功率传输（WPT）经过强耦合磁谐振的研究，很显然，瞬逝谐振耦合能够从

发送端到接收端在 1 ~2m 的距离内发送瓦特级的电功率。为了进一步增加电功率，需要考虑两个因素：①必须增加匹配电容器的额定功率，使用合适的材料如钽的电容器，它可以经受住较高电流并在兆赫频率范围运行，并常常用来代替陶瓷电容器；②使用兆赫范围的高频且高功率的放大器，以产生瓦特级的交流电功率。

参考文献

1. A. Kansal, J. Hsu, S. Zahedi, and M.B. Srivastava, "Power management in energy harvesting sensor networks," *ACM Transactions on Embedded Computing Systems*, p. 35, 2006.
2. D.J. Cook and S.K. Das, "Wireless sensor networks," *Smart Environments: Technologies, Protocols and Applications*, Wiley, New York, 2004.
3. Technology Review, "10 emerging technologies that will change the world," February 2003 issue of *Technology Review*, http://www.technologyreview.com/Infotech/13060/?a=f, accessed on June 7, 2010.
4. I.F. Akyildiz, W.L. Su, S. Yogesh, and C. Erdal, "A survey on sensor networks," *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, no. 8, pp. 102–114, 2002.
5. K. Sohrabi, J. Gao, V. Ailawadhi, and G. Pottie, "Protocols for self-organization of a wireless sensor network," *IEEE Personal Communications*, vol. 7, no. 5, pp. 16–27, 2000.
6. Tsung-Hsien Lin, W.J. Kaiser, and G.J. Pottie, "Integrated low-power communication system design for wireless sensor networks," *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, no. 12, pp. 142–150, 2004.
7. A. Sinha and A. Chandrakasan, "Dynamic power management in wireless sensor networks," *IEEE Design and Test of Computers*, March–April, pp. 62–74, 2001.
8. G.V. Merrett, B.M. Al-Hashimi, N.M. White, and N.R. Harris, "Resource aware sensor nodes in wireless sensor networks," *Journal of Physics*, vol. 15, no. 1, pp. 137–142, 2005.
9. E. Lattanzi, E. Regini, A. Acquaviva, and A. Bogliolo, "Energetic sustainability of routing algorithms for energy-harvesting wireless sensor networks," *Computer Communications*, vol. 30, nos. 14–15, pp. 2976–2986, 2007.
10. C. Chong and S.P. Kumar, "Sensor networks: Evolution, opportunities, and challenges," *Proceeding of the IEEE, Sensor Networks and Applications*, vol. 91, no. 8, pp. 1247–1256, 2003.
11. M. Kuorilehto, M. Hannikainen, and T.D. Hamalainen, "A survey of application in wireless sensor networks," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2005, no. 5, pp. 774–788, 2005.
12. M. Tubaishat and S. Madria, "Sensor networks: an overview," *Potentials, IEEE*, vol. 22, pp. 20–23, 2003.
13. Edgar H. Callaway, *Wireless Sensor Networks: Architectures and Protocols*, Auerbach, Boca Raton, FL, 2003.
14. D. Culler, D. Estrin, and M. Srivastava, "Overview of sensor networks," *IEEE Computer*, vol. 37, no. 8, pp. 41-49, 2004.
15. N. Kurata, S. Saruwatari, H. Morikawa, "Ubiquitous structural monitoring using wireless sensor networks," *International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications*, pp. 99–102, 2006.
16. J.L. Hill and D.E. Culler, "Mica: a wireless platform for deeply embedded networks," *IEEE Micro*, vol. 22, pp. 12–24, 2002.
17. J.M. Rabaey, M.J. Ammer, J.L. da Silva, Jr., D. Patel, and S. Roundy, "PicoRadio supports ad hoc ultra-low power wireless networking," *IEEE Computer*, vol. 33,

pp. 42–48, 2000.
18. Massachusetts Institute of Technology (MIT), "μAmps projects," Microsystems Technology Laboratories, http://www-mtl.mit.edu/researchgroups/icsystems/uamps/, accessed on June 7, 2010.
19. TinyOS, "The TinyOS Project," TinyOS Community Forum, http://www.tinyos.net, accessed on June 7, 2010.
20. R. Verdone, D. Dardari, G. Mazzini, and A. Conti, "network lifetime," *Wireless Sensor and Actuator Networks: Technologies, Analysis and Design*, Academic Press, New York, pp. 115–116, 2008.
21. Crossbow Technology Inc. (California), "MPR-MIB Users Manual," Crossbow Resources, Revision A, 2007.
22. J.W. Tester, "Energy transfer and conversion methods," *Sustainable Energy Lecture Notes, Topic on Energy Storage Modes*, MIT, Cambridge, MA, 2005.
23. S.F.J. Flipsen et al., "Alternative power sources for portables and wearable. Part 1—power generation and Part 2—Energy storage," Technical Report, Personal Energy Systems Programme, Delft University of Technology, Delft, Netherlands, 2004.
24. G.E. Blomgren, "Perspectives on portable lithium ion batteries liquid and polymer electrolyte types," *17th Annual Battery Conference on Applications and Advances*, pp. 141–144, 2002.
25. V. Raghunathan, S. Ganeriwal, and M. Srivastava, "Emerging techniques for long-lived wireless sensor networks," *IEEE Communications Magazine*, vol. 44, no. 4, pp. 108–114, 2006.
26. D. Niyato, E. Hossain, M.M. Rashid, and V.K. Bhargava, "Wireless sensor networks with energy harvesting technologies: A game-theoretic approach to optimal energy management," *IEEE Wireless Communications*, vol. 14, no. 4, pp. 90–96, 2007.
27. J.P. Thomas, M.A. Qidwai, and J.C. Kellogg, "Energy scavenging for small-scale unmanned systems," *Journal of Power Sources*, vol. 159, pp. 1494–1509, 2006.
28. J.A. Paradiso and T. Starner, "Energy scavenging for mobile and wireless electronics," *IEEE Pervasive Computing*, vol. 4, no. 1, pp. 18–27, 2005.
29. C. Mathna, T. O'Donnell, R.V. Martinez-Catala, J. Rohan, and B. O'Flynn, "Energy scavenging for long-term deployable wireless sensor networks," *Talanta*, vol. 75, no. 3, pp. 613–623, 2008.
30. J.F. Randall and J. Jacot, "Is AM1.5 applicable in practice? Modelling eight photovoltaic materials with respect to light intensity and two spectra," *Renewable Energy*, vol. 28, no. 12, pp. 1851–1864, 2003.
31. M.A. Green, K. Emery, Y. Hisikawa, and W. Warta, "Short communication solar cell efficiency tables (version 30)," *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, vol. 15, no. 5, pp. 425–430, 2007.
32. V. Raghunathan, A. Kansal, J. Hsu, J. Friedman, and M. Srivastava, "Design considerations for solar energy harvesting wireless embedded systems," *4th International Symposium on Information Processing in Sensor Networks (IPSN)*, pp. 457–462, 2005.
33. X.F. Jiang, J. Polastre, and D.E. Culler, "Perpetual environmentally powered sensor networks," *4th International Symposium on Information Processing in Sensor Networks (IPSN)*, pp. 463–468, 2005.
34. F.I. Simjee and P.H. Chou, "Efficient charging of supercapacitors for extended lifetime of wireless sensor nodes," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1526–1536, 2008.

35. C. Park and P.H. Chou, "AmbiMax: Autonomous energy harvesting platform for multi-supply wireless sensor nodes," *3rd Annual IEEE Communications Society on Sensor and Ad Hoc Communications and Networks (SECON)*, vol. 1, pp. 168–177, 2006.
36. D. Dondi, A. Bertacchini, D. Brunelli, L. Larcher, and L. Benini, "Modeling and optimization of a solar energy harvester system for self-powered wireless sensor networks," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2759–2766, 2008.
37. N.S. Hudak and G.G. Amatucci, "Small-scale energy harvesting through thermoelectric, vibration, and radio frequency power conversion," *Journal of Applied Physics*, vol. 103, no. 10, pp. 101–301(1-24), 2008.
38. F. Cottone, "Nonlinear piezoelectric generators for vibration energy harvesting," Ph.D. thesis, University of Perugia, Italy, 2008.
39. V. Leonov, T. Torfs, P. Fiorini, and C. Van Hoof, "Thermoelectric converters of human warmth for self-powered wireless sensor nodes," *IEEE Sensors Journal*, vol. 7, no. 5, pp. 650–657, 2007.
40. H.A. Sodano, G.E. Simmers, R. Dereux, and D.J. Inman, "Recharging batteries using energy harvested from thermal gradients," *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, vol. 18, no. 1, pp. 3–10, 2007.
41. T. Kanesaka, "Development of a thermal energy watch," *Proceedings of the 64th Conference on Chronometry (Socit Suisse de Chronomtrie)*, Le Sentier, Switzerland, pp. 19–22, 1999.
42. J.W. Stevens, "Heat transfer and thermoelectric design considerations for a ground-source thermo generator," *Proceedings of 18th International Conference on Thermoelectrics*, 1999.
43. E.E. Lawrence and G.J. Snyder, "A study of heat sink performance in air and soil for use in a thermoelectric energy harvesting device," *Proceedings of 21st International Conference on Thermoelectrics (ICT 02)*, 2002.
44. C. Moser, "Power management in energy harvesting embedded systems," Ph.D. thesis, Swiss Federal Institute of Technology, Zurich, 2009.
45. S. Roundy, P.K. Wright, and J.M. Rabaey, *Energy Scavenging for Wireless Sensor Networks with Special Focus on Vibrations*, Kluwer Academic Press, Boston, 2004.
46. N. Shenck and J. Paradiso, "Energy scavenging with shoe-mounted piezoelectrics," *IEEE Micro*, vol. 21, no. 3, pp. 30–42, 2001.
47. S.J. Roundy, "Energy scavenging for wireless sensor nodes with a focus on vibration to electricity conversion," Ph.D. thesis, University of California, Berkeley, 2003.
48. P. Glynne-Jones, M.J. Tudor, S.P. Beeby, and N.M. White, "An electromagnetic, vibration-powered generator for intelligent sensor systems," *Sensors and Actuators*, vol. 110, nos. 1–3, pp. 344–349, 2004.
49. J. Edmison, M. Jones, Z. Nakad, and T. Martin, "Using piezoelectric materials for wearable electronic textiles," *Proceedings of 6th International Symposium on Wearable Computers (ISWC)*, 2002.
50. S. Meninger, A.P. Amirtharajan, and R. Chandrakasan, "Vibration-to-electric energy conversion," *IEEE Transaction on VLSI System*, vol. 9, pp. 64–71, 2001.
51. P.D. Mitcheson, T.C. Green, E.M. Yeatman, and A.S. Holmes, "Architectures for vibration-driven micropower generators," *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 13, no. 3, pp. 429–440, 2004.

52. J.A. Paradiso and Mark Feldmeier, *A Compact, Wireless, Self-Powered Pushbutton Controller*, MIT Media Laboratory, Cambridge, MA, 2002.
53. E. Braunwald, *Heart Disease: A Textbook of Cardiovascular Medicine*, Saunders, Philadelphia, 1980.
54. M. Ramsay and W. Clark, "Piezoelectric energy harvesting for bio-MEMs applications," *Proceedings of the SPIE—The International Society for Optical Engineering*, vol. 4332, pp. 429–439, 2001.
55. Z. Chen, J.M. Guerrero, and F. Blaabjerg, "A review of the state of the art of power electronics for wind turbines," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 8, pp. 1859–1875, 2009.
56. S. Heier (author) and R. Waddington (translator), *Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems*, 2nd ed., Wiley, Chichester, England, 2006.
57. Renewable Resource Data Center (RReDC), National Renewable Energy Laboratory, http://www.nrel.gov/rredc/, accessed on June 14, 2010.
58. C.T. Chen, R.A. Islam, and S. Priya, "Electric energy generator," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 53, no. 3, pp. 656–661, 2006.
59. A.S. Holmes, G. Hong, K.R. Pullen, and K.R. Buffard, "Axial-flow microturbine with electromagnetic generator: Design, CFD simulation, and prototype demonstration," *17th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, pp. 568–571, 2004.
60. M.A. Weimer, T.S. Paing, and R.A. Zane, "Remote area wind energy harvesting for low-power autonomous sensors," *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 2911–2915, 2006.
61. S. Priya, C.T. Chen, D. Fye, and J. Zahnd, "Piezoelectric windmill: A novel solution to remote sensing," *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 44, no. 3, pp. L104–L107, 2005.
62. R. Myers, M. Vickers, K. Hyeoungwoo, and S. Priya, "Small-scale windmill," *Applied Physics Letters*, vol. 90, no. 5, p. 54106-1-3, 2007.
63. D. Maurath, C. Peters, T. Hehn, M. Ortmanns, and Y. Manoli, "Highly efficient integrated rectifier and voltage boosting circuits for energy harvesting applications," *Advanced Radio Science*, vol. 6, pp. 219–225, 2008.
64. Y.H. Lam, W.H. Ki, and C.Y. Tsui, "Integrated low-loss CMOS active rectifier for wirelessly powered devices," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 53, no. 12, pp. 1378–1382, 2006.
65. M.D. Seeman, S.R. Sanders, and J.M. Rabaey, "An ultra-low-power power management IC for energy-scavenged wireless sensor nodes," *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC 2008)*, pp. 925–931, 2008.
66. E. Koutroulis and K. Kalaitzakis, "Design of a maximum power tracking system for wind-energy-conversion applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 2, pp. 486–494, 2006.
67. Z. Chen, and E. Spooner, "Grid interface options for variable-speed, permanent-magnet generators," *IEEE Proceedings—Electronic Power Applications*, vol. 145, no. 4, pp. 273–283, 1998.
68. Q. Wang and L. Chang, "An intelligent maximum power extraction algorithm for inverter-based variable speed wind turbine systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1242–1249, 2004.
69. K. Khouzam and L. Khouzam, "Optimum matching of direct-coupled electromechanical loads to a photovoltaic generator," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 8, no. 3, pp. 343–349, 1993.

70. T. Paing, J. Shin, R. Zane and Z. Popovic, "Resistor emulation approach to low-power RF energy harvesting," *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1494–1501, 2008.
71. R.W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed., Springer, New York, pp. 637–663, 2001.
72. J. Twidell and A. Weir, *Renewable Energy Resources*, 2nd ed., Taylor & Francis, London, 2006.
73. The Bor Forest Island Fire Experiment Fire Research Campaign Asia-North (FIRESCAN), *IV. Bor Forest Island Fire Behavior and Atmospheric Emissions*, http://www.fire.uni-freiburg.de/other_rep/research/rus/rus_re_1bor.htm, accessed on July 1, 2010.
74. V. Salas, E. Olias, A. Barrado, and A. Lazaro, "Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems," *Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 90, no. 11, pp. 1555–1578, 2006.
75. M. Mitchell, "Animated demonstration of Bernoulli's principle," http://home.earthlink.net/mmc1919/venturi.html, accessed on July 1, 2010.
76. S.J. I'Anson, "Radius of curvature," University of Manchester, http://pygarg.ps.umist.ac.uk/ianson/paper_physics/Radius_of_Curvature.html, accessed on July 1, 2010.
77. N.G. Elvin and A.A. Elvin, "A general equivalent circuit model for piezoelectric generators," *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, vol. 20, no. 1, pp. 3–9, 2009.
78. J.G. Smits, S.I. Dalke, and T.K. Cooney, "The constituent equations of piezoelectric bimorphs," *Sensors and Actuators*, vol. A28, no. 1, pp. 41–61, 1991.
79. J.L. Gonzalez, A. Rubio, and F. Moll, "Human powered piezoelectric batteries to supply power of wearables electronic devices," *International Journal of the Society of Materials Engineering for Resources*, vol. 10, no. 1, pp. 34–40, 2002.
80. Q.-M. Wang, X. Du, B. Xu, and L.E. Cross, "Theoretical analysis of the sensor effect of cantilever piezoelectric benders," *Journal of Applied Physics*, vol. 85, no. 3, pp. 1702–1712, 1999.
81. J. Kymissis, C. Kendall, J. Paradiso, and N. Gershenfeld, "Parasitic power harvesting in shoes," *2nd International Symposium on Wearable Computers*, pp. 132–139, 1998.
82. V.C. Gungor and G.P. Hancke, "Industrial wireless sensor networks: challenges, design principles, and technical approaches," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 10, pp. 4258–4265, 2009.
83. C. Alippi, G. Anastasi, M. Di Francesco, and M. Roveri, "Energy management in wireless sensor networks with energy-hungry sensors," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement Magazine*, vol. 12, no. 2, pp. 16–23, 2009.
84. D.M. Rowe, *Thermoelectrics Handbook: Macro to Nano*, CRC Press, Taylor & Francis, Boca Raton, FL, 2006.
85. J. Carmo, L. Goncalves, and H. Correia, "Thermoelectric micro converter for energy harvesting systems," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 3, pp. 861–867, 2009.
86. W. Glatz, S. Muntwyler, and C. Hierold, "Optimization and fabrication of thick flexible polymer based micro thermoelectric generator," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 132, pp. 337–345, 2006.
87. N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 963–973, 2005.

88. F. Liu, S. Duan, F. Liu, B. Liu, and Y. Kang, "A variable step size INC MPPT method for PV systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2622–2628, 2008.
89. T. Esram, J.W. Kimball, P.T. Krein, P.L. Chapman, and P. Midya, "Dynamic maximum power point tracking of photovoltaic arrays using ripple correlation control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 5, pp. 1282–1291, 2006.
90. R.-Y. Kim, J.-S. Lai, B. York, and A. Koran, "Analysis and design of maximum power point tracking scheme for thermoelectric battery energy storage system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 9, pp. 3709–3716, 2009.
91. I. Stark, "Invited talk: thermal energy harvesting with thermo life," *International Workshop on Wearable and Implantable Body Sensor Networks (BSN 2006)*, pp. 19–22, 2006.
92. V. Leonov, "Thermal shunts in thermoelectric energy scavengers," *Journal of Electronic Materials*, vol. 38, no. 7, pp. 1483–1490, 2009.
93. S. Dalola, M. Ferrari, V. Ferrari, M. Guizzetti, D. Marioli, and A. Taroni, "Characterization of thermoelectric modules for powering autonomous sensors," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, no. 1, pp. 99–107, 2009.
94. T.S. Paing and R. Zane, "Resistor emulation approach to low-power energy harvesting," *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, pp. 1–7, 2006.
95. J. Sun, D.M. Mitchell, M.F. Greuel, P.T. Krein, and R.M. Bass, "Averaged modeling of PWM converters operating in discontinuous conduction mode," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 4, pp. 482–492, 2001.
96. V. Vorperian, "Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. Part II: Discontinuous conduction mode," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 26, pp. 497–505, 1990.
97. P.D. Mitcheson, P. Miao, B.H. Stark, E.M. Yeatman, A.S. Holmes, and T.C. Green, "MEMS electrostatic micropower generator for low-frequency operation," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 115, nos. 2–3, pp. 523–529, 2004.
98. S. R. Anton and H. A. Sodano, "A review of power harvesting using piezoelectric materials (2003–2006)," *Smart Materials and Structures*, vol. 16, no. 3, pp. R1–R21, 2007.
99. S. Roundy, E.S. Leland, J. Baker, E. Carleton, E. Reilly, E. Lai, B. Otis, J.M. Rabaey, P.K. Wright, and V. Sundararajan, "Improving power output for vibration-based energy scavengers," *IEEE Pervasive Computing*, vol. 4, no. 1, pp. 28–36, 2005.
100. Wikipedia, "Piezoelectricity," http://en.wikipedia.org/wiki/Piezoelectricity, accessed on May 7, 2010.
101. N.S. Shenck, "A demonstration of useful electric energy generation from piezoceramics in a shoe," Master's thesis, Massachusetts Institute of Technology (MIT), Cambridge, MA, 1999.
102. M. Renaud, P. Fiorini, R. Van Schaijk, and C. Van Hoof, "Harvesting energy from the motion of human limbs: The design and analysis of an impact-based piezoelectric generator," *Smart Materials and Structures*, vol. 18, no. 3, (16), 2009.
103. S.P. Beeby, M.J. Tudor, and N.M. White, "Energy harvesting vibration sources for microsystems applications," *Measurement Science and Technology*, vol. 17, no. 12, pp. R175–R195, 2006.

104. M. Umeda, K. Nakamura, and S. Ueha, "Analysis of the transformation of mechanical impact energy to electric energy using piezoelectric vibrator," *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 35, no. 5B, pp. 3267–3273, 1996.
105. C. Keawboonchuay and T.G. Engel, "Maximum power generation in a piezoelectric pulse generator," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 31(2), no. 1, pp. 123–128, 2003.
106. M. Renaud, P. Fiorini, and C. Van Hoof, "Optimization of a piezoelectric unimorph for shock and impact energy harvesting," *Smart Materials and Structures*, vol. 16, no. 4, pp. 1125–1135, 2007.
107. J.F. Antaki, G.E. Bertocci, E.C. Green, A. Nadeem, T. Rintoul, R.L. Kormos, and B.P. Griffith, "A gait powered autologous battery charging system for artificial organs," *American Society of Artificial Internal Organs Conference*, pp. M588–M595, 1995.
108. J. Paradiso and M. Feldmeier, "A compact, wireless, self-powered pushbutton controller," *Ubicomp 2001: Ubiquitous Computing, LNCS 2201,* Springer-Verlag, New York, 2001, pp. 299–304.
109. F. Schmidt and M. Heiden, *Wireless Sensors Enabled by Smart Energy—Concepts and Solutions*, EnOcean GmbH, Oberhaching, Germany.
110. A. Rida, L. Yang, and M. Tentzeris, "Chapter 5: State-of-the-art technology for RFID/sensors," *RFID-Enabled Sensor Design and Applications*, Artech House, London, 2010.
111. Piezo Systems, Inc., "Introduction to piezo transducers," http://www.piezo.com/tech2intropiezotrans.html, accessed on May 17, 2010.
112. S.B. Dewan, G.R. Slemon, and A. Straughen, *Power Semiconductor Drives*, Wiley, New York, 1984, Chapters 2 and 5.
113. K.Y. Hoe, "An investigation of self-powered RF wireless sensors," Bachelor's thesis, National University of Singapore, 2006.
114. H.W. Kim, A. Batra, S. Priya, K. Uchino, D. Markley, R.E. Newnham, and H.F. Hofmann, "Energy harvesting using a piezoelectric cymbal transducer in dynamic environment," *Japanese Journal of Applied Physics, Part 1 (Regular Papers, Short Notes and Review Papers)*, vol. 43, no. 9A, pp. 6178–6183, 2004.
115. B.R. Face, "Self-powered, electronic keyed, multifunction switching system," Face International, Patent U.S. 7161276, 2007.
116. D. Dausch and S. Wise, *Compositional Effects on Electromechanical Degradation of RAINBOW Actuators, NASA*, Hampton, VA, 1998.
117. R.G. Bryant, "LaRC^{TM}-SI: a soluble aromatic polyimide," *High Performance Polymers*, vol. 8, pp. 607–615, 1996.
118. K. Mossi, C. Green, Z. Ounaies, and E. Hughes, "Harvesting energy using a thin unimorph prestressed bender: Geometrical effects," *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, vol. 16, no. 3, pp. 249–261, 2005.
119. K. Mossi, Z. Ounaies, and S. Oakley, "Optimizing energy harvesting of a composite unimorph pre-stressed bender," *16th Technical Conference of the American Society for Composites*, 2001.
120. A.D. Danak, H.S. Yoon, and G.N. Washington, "Optimization of electrical output in response to mechanical input in piezoceramic laminated shells," *ASME International Congress and Exposition*, pp. 309–315, 2003.
121. J.T. Cher, "Design of a piezoelectric energy harvesting wireless electronic switch," Bachelor's thesis, National University of Singapore, 2008.
122. M.K. Stojcev, M.R. Kosanovic, and L.R. Golubovic, "Power management and

energy harvesting techniques for wireless sensor nodes," *9th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable, and Broadcasting Services*, pp. 65–72, 2009.

123. S. Taylor, N. Miller, W. Sifuentes, E. Moro, G. Park, C. Farrar, E. Flynn, D. Mascarenas, and M. Todd, "Energy harvesting and wireless energy transmission for embedded sensor nodes," *Proceedings of the SPIE—The International Society for Optical Engineering*, vol. 7288, p. 728810, 2009.
124. R. Torah, P. Glynne-Jones, M. Tudor, T. O'Donnell, S. Roy, and S. Beeby, "Self-powered autonomous wireless sensor node using vibration energy harvesting," *Measurement Science and Technology*, vol. 19, no. 12, p. 125202, 2008.
125. Y.T. He, Y.Q. Li, L.H. Liu, and L. Wang, "Solar micro-power system for self-powered wireless sensor nodes," *Proceedings of the SPIE—The International Society for Optical Engineering*, vol. 7133, p. 71333Z (8 pp.), 2008.
126. Y. Tadesse, S. Zhang, and S. Priya, "Multimodal energy harvesting system: piezoelectric and electromagnetic," *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, vol. 20, no. 5, pp. 625–632, 2009.
127. A. Khaligh, P. Zeng, and C. Zheng, "Kinetic energy harvesting using piezoelectric and electromagnetic technologies—State of the art," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 3, pp. 850–860, 2010.
128. N.J. Guilar, T.J. Kleeburg, A. Chen, D.R. Yankelevich, and R. Amirtharajah, "Integrated solar energy harvesting and storage," *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol. 17, no. 5, pp. 627–637, 2009.
129. H. Lhermet, C. Condemine, M. Plissonnier, R. Salot, P. Audebert, and M. Rosset, "Efficient power management circuit: from thermal energy harvesting to above-IC microbattery energy storage," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 43, no. 1, pp. 246–255, 2008.
130. A.N. Celik and N. Acikgoz, "Modelling and experimental verification of the operating current of mono-crystalline photovoltaic modules using four- and five-parameter models," *Applied Energy*, vol. 84, no. 1, pp. 1–15, 2007.
131. M.G. Villalva, J.R. Gazoli, and E.R. Filho, "Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays," *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 24, no. 5, pp. 1198–1208, 2009.
132. D. Sera, R. Teodorescu, and P. Rodriguez, "PV panel model based on datasheet values," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 2392–2396, 2007.
133. T. Esram and P.L. Chapman, "Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 2, pp. 439–449, 2007.
134. R. Faranda and S. Leva, "Energy comparison of MPPT techniques for PV Systems," *WSEAS Transactions on Power Systems*, vol. 3, no. 3, pp. 446–455, 2008.
135. K.H. Hussein, I. Muta, T. Hoshino, and M. Osakada, "Maximum photovoltaic power tracking: An algorithm for rapidly changing atmospheric conditions," *IEE Proceedings—Generation, Transmission and Distribution*, vol. 142, no. 1, pp. 59–64, 1995.
136. D. Brunelli, L. Benini, C. Moser, and L. Thiele, "An efficient solar energy harvester for wireless sensor nodes," *Design, Automation and Test in Europe*, pp. 104–109, 2008.
137. Y.Q. Li, H.Y. Yu, B. Su, and Y.H. Shang, "Hybrid micropower source for wireless

sensor network," *IEEE Sensors Journal*, vol. 8, no. 6, pp. 678–681, 2008.

138. D. Dudek, C. Haas, A. Kuntz, M. Zitterbart, D. Krger, P. Rothenpieler, D. Pfisterer, and S. Fischer, "A wireless sensor network for border surveillance," *Proceedings of the 7th ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems*, pp. 303–304, 2009.
139. Solar4Power, "Global solar power map #2: North America from Canada to Texas," http://www.solar4power.com/map2-global-solar-power.html, accessed on June 15, 2010.
140. *Canadian Wind Energy Atlas*, http://www.windatlas.ca/en/index.php, accessed on June 15, 2010.
141. Osram, "Special lamps: Osram lamp technology," www.friarsmarketing.com/Resources/SPECIAL%20LAMPS.pdf, accessed on June 15, 2010.
142. Q.Y. Liu, "Hybrid energy harvesting from wind and solar energy sources to power wireless sensor nodes," Bachelor's thesis, National University of Singapore, 2010.
143. A. Nasiri, S.A. Zabalawi, and G. Mandic, "Indoor power harvesting using photovoltaic cells for low-power applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 11, pp. 4502–4509, 2009.
144. A. Hande, T. Polk, W. Walker, and D. Bhatia, "Indoor solar energy harvesting for sensor network router nodes," *Microprocessors and Microsystems*, vol. 31, no. 6, pp. 420–432, 2007.
145. J.F. Randall, "*Designing Indoor Solar Products: Photovoltaic Technologies for AES*," Wiley, Hoboken, NJ, 2005.
146. A. Wickenheiser and E. Garcia, "Combined power harvesting from AC and DC sources," *Proceedings of the SPIE*, vol. 7288, p. 728816-1-9, 2009.
147. A.S. Marincic, "Nikola Tesla and the wireless transmission of energy," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-101, no. 10, pp. 4064–4068, 1982.
148. S. Ahson and M. Ilyas, "*RFID Handbook: Applications, Technology, Security, and Privacy*," CRC Press, Boca Raton, FL, 2008.
149. A. Sample, D. Yeager, P. Powledge, A. Mamishev, and J. Smith, "Design of an rfid-based battery-free programmable sensing platform," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 57, no. 11, pp. 2608–2615, 2008.
150. W. Brown, "The history of power transmission by radio waves," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 32, no. 9, pp. 1230–1242, 1984.
151. J. McSpadden and J. Mankins, "Space solar power programs and microwave wireless power transmission technology," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 3, no. 4, pp. 46–57, 2002.
152. A. Sample and J. Smith, "Experimental results with two wireless power transfer systems," *IEEE Radio and Wireless Symposium*, pp. 16–18, 2009.
153. Z.N. Low, R.A. Chinga, R. Tseng, and J.S. Lin, "Design and test of a high-power high-efficiency loosely coupled planar wireless power transfer system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 5, pp. 1801–1812, 2009.
154. P. Sample, T. Meyer, and R. Smith, "Analysis, experimental results, and range adaptation of magnetically coupled resonators for wireless power transfer," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1–11, 2010.
155. PowerMat Inc., http://www.powermat.com, accessed on May 20, 2010.
156. C. Zhu, K. Liu, C. Yu, R. Ma, and H. Cheng, "Simulation and experimental analysis on wireless energy transfer based on magnetic resonances," *IEEE Vehicle*

Power and Propulsion Conference, pp. 1–4, 2008.
157. Z.N. Low, R. Chinga, R. Tseng, and J. Lin, "Design and test of a high-power high-efficiency loosely coupled planar wireless power transfer system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 5, pp. 1801–1812, 2009.
158. J. Casanova, Z.N. Low, and J. Lin, "A loosely coupled planar wireless power system for multiple receivers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 8, pp. 3060–3068, 2009.
159. B. Jiang, J.R. Smith, M. Philipose, S. Roy, K. Sundara-Rajan, and A.V. Mamishev, "Energy scavenging for inductively coupled passive RFID systems," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 56, no. 1, pp. 118–125, 2007.
160. Y. Yang, D. Divan, R.G. Harley, and T.G. Habetler, "Power line sensornet—A new concept for power grid monitoring," *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, pp. 1–8, 2006.
161. G.X. Wang, W.T. Liu, M. Sivaprakasam, and G.A. Kendir, "Design and analysis of an adaptive transcutaneous power telemetry for biomedical implants," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 52, no. 10, pp. 2109–2117, 2005.
162. J.T. Boys, G.A.J. Elliott, and G.A. Covic, "An appropriate magnetic coupling coefficient for the design and comparison of ICPT pickups," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 1, pp. 333–335, 2007.
163. A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J.D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances," *Science Magazine*, vol. 317, no. 5834, pp. 83–86, 2007.
164. D. Penly, "Induction," http://facstaff.gpc.edu/dpenly/1112/Induct.pdf, accessed on May 19, 2010.
165. S.M. Kanbur, "Induction and inductance," http://www.oswego.edu/~kanbur/phy313/Fard.pdf, accessed on May 19, 2010.
166. Y.K. Tan and S.K. Panda, "A novel method of harvesting wind energy through piezoelectric vibration for low-power autonomous sensors," *nanoPower Forum (nPF'07)*, 2007.
167. S.C. Xie, "Inductive energy transfer system," Bachelor's thesis, National University of Singapore, 2008.
168. "Wireless power supply," http://www.wirelesspowersupply.net/, accessed on May 26, 2010.
169. D. Murphy, "Case-mate's hug wireless iPhone charging solution shipping now for $100," http://www.engadget.com/2010/03/09/case-mates-hug-wireless-iphone-charging-solution-shipping-now-f/, accessed on May 26, 2010.
170. "Sony develops effective wireless power transmission up to 60W," http://www.mydigitallife.info/2009/10/03/sony-develops-effective-wireless-power-transmission-up-to-60w/comment-page-1/, accessed on May 26, 2010.
171. L. Jorgensen and A. Culberson, "Wireless power transmission using magnetic resonance," http://www.cornellcollege.edu/physics/courses/phy312/Student-Projects/Magnetic-Resonance/Magnetic-Resonance.html, accessed on May 26, 2010.
172. P. Somasundaram, "Analysis and optimization of strongly coupled magnetic resonance for wireless power transfer applications," Bachelor's thesis, National

University of Singapore, 2010.
173. W.J. Chow, "Wireless transmission of power with magnetic resonance," Bachelor's thesis, National University of Singapore, 2008.
174. A. Karalis, J. Joannopoulos, and M. Soljacic, "Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer," *ScienceDirect-Annals of Physics*, vol. 323, no. 1, pp. 34–48, 2008.
175. B. Cannon, J. Hoburg, D. Stancil, and S. Goldstein, "Magnetic resonant coupling as a potential means for wireless power transfer to multiple small receivers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 7, pp. 1819–1825, 2009.

国际视野　科技前沿

国际信息工程先进技术译丛

《自主式传感器系统的能量收集——设计、分析以及实践应用》
《基于视觉的自主机器人导航》
《无线神经接口的超低功耗集成电路设计》
《基于片上去耦电容的配电网络》（原书第2版）
《智能摄像机》
《车载系统和安全的数字信号处理》
《嵌入式系统设计 —— 嵌入式信息物理系统基础》（原书第2版）
《纳米封装 —— 纳米技术与电子封装》
《内容分发网络》
《全面的功能验证：完整的工业流程》
《无线Mesh网络架构与协议》
《UMTS蜂窝系统的QoS与QoE管理》
《半导体制造与过程控制基础》
《WCDWA原理与开发设计》
《下一代移动系统：3G/B3G》
《IMS:IP多媒体概念和服务》（原书第2版）
《下一代无线系统与网络》
《深入浅出UMTS无线网络建模、规划与自动优化：理论与实践》
《HSDPA/HSUPA技术与系统设计——第三代移动
《通信系统宽带无线接入》
《无线传感器及元器件：网络、设计与应用》
《印制电路板——设计、制造、装配与测试》
《IPTV与网络视频：拓展广播电视的应用范围》
《多电压CMOS电路设计》
《微电子技术原理、设计与应用》
《蜂窝网络高级规划与优化2G/2.5G/3G/…向4G的演进》
《基于蜂窝系统的IMS——融合电信领域的VoIP演进》
《无线网络中的合作原理与应用》
《电生理学方法与仪器入门》
《移动电视：DVB-H、DMB、3G系统和富媒体应用》
《环境网络：支持下一代无线业务的多域协同网络》
《基于射频工程的UMTS空中接口设计与网络运行》
《未来UMTS的体系结构与业务平台：全IP的3G CDMA网络》
《UMTS-HSDPA系统的TCP性能》
《宽带无线通信中的空时编码》
《数字图像处理》（原书第4版）




CRC Press
Taylor & Francis Group



上架指导　工业技术／电子技术／传感器

ISBN 978-7-111-46089-3　定价：59.90元